

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-312629

(43)Date of publication of application : 02.12.1997

(51)Int.Cl.

H04J 13/04
H04B 7/216

(21)Application number : 08-149996

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 20.05.1996

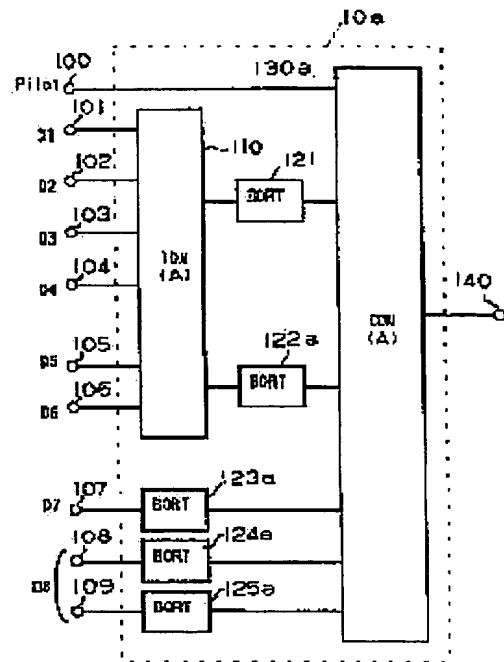
(72)Inventor : MURAI HIDESHI

(54) SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a spread spectrum communication equipment in which efficient variable speed transmission and different speed transmission are attained without the need for complicated assignment control such as slots, codes and frequencies and the increase in the hardware scale is minimized.

SOLUTION: A time division multiplex means TDM (A) 110 applies time division multiplex processing to low speed rate data D1 to D4 and medium speed rate data D5, D6 depending on a speed ratio so as to make the rate identical to the rate of high speed rate data D7, D8 not through the time division multiplex means TDM (A) 110. Then all the data are converted into double orthogonal signals by double orthogonal signal generating means BORTs 121, 122a to 125a and subjected to code division multiples processing by a code division multiplex means CDM (A) 130a. The code division multiplex signal receives spread modulation and carrier modulation and the resulting signal is transmitted.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

05.07.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-312629

(43)公開日 平成9年(1997)12月2日

(51)Int.Cl.⁹

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 J 13/04

H 0 4 J 13/00

G

H 0 4 B 7/216

H 0 4 B 7/15

D

審査請求 未請求 請求項の数30 F D (全 32 頁)

(21)出願番号 特願平8-149996

(22)出願日 平成8年(1996)5月20日

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 村井 英志

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

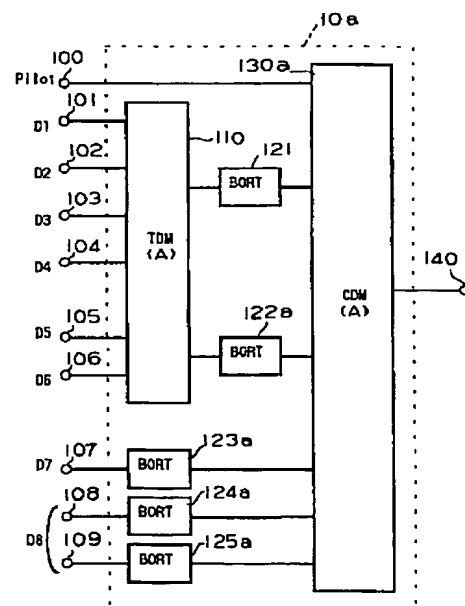
(74)代理人 弁理士 田澤 博昭 (外2名)

(54)【発明の名称】 スペクトル拡散通信装置

(57)【要約】

【課題】 異速度伝送、可変速度を行うために複雑な割り当て制御を必要とするという課題、あるいはハードウェア規模、消費電力の増大を招くという課題があった。

【解決手段】 低速レートデータD1～D4、中速レートデータD5、D6は時分割多重化手段TDM(A)110によって速度比に応じて時分割多重化され、時分割多重化手段TDM(A)110を介さない高速レートデータD7、D8とレートを同一化される。次いで、全てのデータは陪直交信号発生手段BORT121、122a～125aによって陪直交信号に変換されたのち、符号分割多重化手段CDM(A)130aによって符号分割多重化される。符号分割多重化信号は拡散変調、キャリア変調された後送信される。



110: 第1の時分割多重化手段

121, 122a, 123a, 124a, 125a: 陪直交信号発生手段

130a: 第1の符号分割多重化手段

【特許請求の範囲】

【請求項1】 データ信号を多重化し、多重化信号を拡散符号系列を用いて拡散変調し、拡散変調した信号によってキャリア変調を行って送信するスペクトル拡散通信装置において、低速レートデータおよび中速レートデータを時分割多重化する第1の時分割多重化手段と、時分割多重化されたデータおよび時分割多重化されていない高速レートデータを陪直交信号に変換する陪直交信号発生手段と、前記陪直交信号を符号分割多重化する第1の符号分割多重化手段とを備えたことを特徴とするスペクトル拡散通信装置。

【請求項2】 陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用することを特徴とする請求項1記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項3】 第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用することを特徴とする請求項1記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項4】 陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用し、第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用することを特徴とする請求項1記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項5】 拡散変調に使用する拡散符号系列がデータ周期に比べて十分長い符号周期を有することを特徴とする請求項1から請求項4のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項6】 拡散変調が多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が2相位相変調であることを特徴とする請求項1から請求項5のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項7】 拡散変調が多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であることを特徴とする請求項1から請求項5のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項8】 拡散変調が2つの多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であることを特徴とする請求項1から請求項5のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項9】 拡散変調が2つの多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であることを特徴とする請求項1から請求項5のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項10】 データ信号を多重化し、多重化信号を拡散符号系列を用いて拡散変調し、拡散変調した信号によってキャリア変調を行って送信するスペクトル拡散通信装置において、低速レートデータを符号分割多重化する第2の符号分割多重化手段と、中速レートデータを時分割多重化する第2の時分割多重化手段と、時分割多重化されたデータおよび高速レートデータを陪直交信号に変換する陪直交信号発生手段と、符号分割多重化された信号および前記陪直交信号を符号分割多重化する第1の

符号分割多重化手段とを備えたことを特徴とするスペクトル拡散通信装置。

【請求項11】 陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用することを特徴とする請求項10記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項12】 第1および第2の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用することを特徴とする請求項10記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項13】 陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用し、第1および第2の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用することを特徴とする請求項10記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項14】 拡散変調に使用する拡散符号系列がデータ周期に比べて十分長い符号周期を有することを特徴とする請求項10から請求項13のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項15】 拡散変調が多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が2相位相変調であることを特徴とする請求項10から請求項14のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項16】 拡散変調が多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であることを特徴とする請求項10から請求項14のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項17】 拡散変調が2つの多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であることを特徴とする請求項10から請求項14のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項18】 拡散変調が2つの多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であることを特徴とする請求項10から請求項14のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項19】 データ信号を多重化し、多重化信号を拡散符号系列を用いて拡散変調し、拡散変調した信号によってキャリア変調を行って送信するスペクトル拡散通信装置において、低速レートデータおよび中速レートデータを各々のレートごとに時分割多重化する第3の時分割多重化手段と、時分割多重化された低速レートデータを符号分割多重化する第3の符号分割多重化手段と、時分割多重化された中速レートデータおよび時分割多重化されていない高速レートデータを陪直交信号に変換する陪直交信号発生手段と、符号分割多重化された信号および前記陪直交信号を符号分割多重化する第1の符号分割多重化手段とを備えたことを特徴とするスペクトル拡散通信装置。

【請求項20】 陪直交信号発生手段が直交信号として

Walsh関数を使用することを特徴とする請求項19記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項21】 第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用することを特徴とする請求項19記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項22】 陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用し、第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用することを特徴とする請求項19記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項23】 拡散変調に使用する拡散符号系列がデータ周期に比べて十分長い符号周期を有することを特徴とする請求項19から請求項22のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項24】 拡散変調が多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が2相位相変調であることを特徴とする請求項19から請求項22のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項25】 拡散変調が多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であることを特徴とする請求項19から請求項22のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項26】 拡散変調が2つの多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であることを特徴とする請求項19から請求項22のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項27】 拡散変調が2つの多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であることを特徴とする請求項19から請求項22のうちのいずれか1項記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項28】 直交関数系列の中から入力データに応じて1つの直交関数を選択し直交信号として出力する直交信号発生装置において、直交関数の符号速度に対応するクロックを2分周することに得られるクロックと入力データビットとの論理積をとる複数の論理積回路と、複数の論理積回路が出力する複数の出力値を入力し、それらの排他的論理和をとって直交信号として出力する第1の排他的論理和回路とを備えたことを特徴とする直交信号発生装置。

【請求項29】 直交信号に極性操作を施して陪直交信号を出力する陪直交信号発生装置において、直交関数の符号速度に対応するクロックを2分周することに得られるクロックと入力データビットとの論理積をとる複数の論理積回路と、複数の論理積回路が出力する複数の出力値を入力し、それらの排他的論理和をとって直交信号を出力する第1の排他的論理和回路と、さらに1つの入力データビットと前記第1の排他的論理和回路が出力する直交信号との排他的論理和をとって陪直交信号を出力する第2の排他的論理和回路とを備えたことを特徴とする

陪直交信号発生装置。

【請求項30】 互いに直交する複数の直交符号系を同時に出力する直交符号系発生装置において、直交符号の符号速度に対応するクロックを2分周することに得られる複数のクロックと論理的有意レベルとが構成する互いに異なる全ての組合せのうちの1つを入力し、組合せ入力値の排他的論理和をとる複数の排他的論理和回路とを備えたことを特徴とする直交符号系発生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明はスペクトル拡散通信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】直接拡散によるスペクトル拡散通信は情報信号に拡散符号を乗積することによって情報信号のスペクトルを広帯域に拡散し、情報信号帯域よりも広い伝送帯域で情報を伝送する通信であり、秘話性、耐干渉性、耐フェージング性、多元接続性などの特徴を有している。多元接続とは複数の移動局が基地局と同時に通信する通信方式のことである。スペクトル拡散通信の性能は拡散率に依存する。拡散率とは伝送帯域と情報信号帯域との比、すなわち拡散符号速度と情報伝送速度との比である。拡散率をdB表示したものは処理利得と呼ばれる。例えば情報伝送速度が10kbp/sで拡散符号速度が1Mcpsの場合、拡散率は100、処理利得は20dBとなる。

【0003】スペクトル拡散通信を用いた多元接続方式はCDMA (Code Division Multiple Access, 符号分割多元接続) 方式と呼ばれる。CDMA方式ではユーザあるいはチャネルごとに異なる拡散符号を使用し、拡散符号によってユーザあるいはチャネルを識別する。

【0004】CDMA方式は、チャネル容量（同一帯域でのチャネル数）がTDMA (Time Division Multiple Access, 時分割多元接続) 方式など他の多元接続方式よりも劣るとされていたが、セルラー電話システムに適用した場合には、TDM A方式よりも優れることが、例えばギルハウゼンら：

“セルラーCDMAシステムの容量について”，アイ・イー・イー・イー・トランザクションズ・オン・ピークラー・テクノロジー，第40巻第2号1991年5月 (Gilhausen et al: “On the Capacity of a Cellular CDM A Systems”, IEEE Transactions on Vehicular Technology vol. 40, No. 2, May, 1991) で報告されている。

【0005】図28は上記論文で示されたセルラー移動体通信システムの基地局の送信装置を示している。基地局では複数のユーザに対して同時に情報を送信するた

め、各ユーザからの信号を多重化した後送信する。図28において、2801から280Nは第1のユーザから第Nのユーザ (User #1~User #N) への送信信号処理装置 (Digital Processor) であり、その出力信号はディジタル線形結合器およびQPSK変調器 (Digital Linear Combiner and QPSK Modulator) 2810へ入力され多重化された後、キャリア変調がなされ、送信部 (Transmitter) 2811へ入力され、周波数変換および電力増幅された後各移動局に向けて送信される。QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) は通常、4相ディジタル位相変調と呼ばれる。

【0006】CDMA方式では異なる拡散符号を用いているためユーザ間の相互干渉量は低いレベルとなるが、ユーザ数が増えると干渉量の総和が増大してくる。この干渉量の総和と許容受信信号品質によってチャネル容量が決まる。

【0007】基地局から複数の移動局へ送信する場合には、各移動局への送信タイミングを同期して行うことができる。この場合、拡散符号に直交符号を用いることにより同一基地局から送信される信号を受信する移動局間の相互干渉量はゼロにすることができる。他の基地局からの送信信号に起因する相互干渉や、同一基地局からの信号でもマルチパスフェージングの結果、異なる受信タイミングとなった信号の間での相互干渉が生じるものの、直交符号を用いることは相互干渉を低減することができるため、CDMAシステムにとって大変好ましい性質である。

【0008】以下に述べる従来の技術においては、特に断らない限り基地局から移動局へ送信を行う場合には、直交符号による多重化伝送を行っている。

【0009】図29および図30は、例えば米国特許5103459号に開示された基地局の多重化送信の方法である。図29に示す装置は図28に示した送信信号処理装置2801~280Nの1つに対応し、図30に示す装置は図28に示した線形結合器およびQPSK変調器2810、送信部2811に対応する。

【0010】図29において音声チャネルデータ2901は誤り訂正符号化器 (ENCODER) 2902によって誤り訂正符号化されインターリーブ (INTERLEAVER) 2903によってインターリーブされ、データスクランブラ2904に入力され、もう一つの入力であるPN符号発生器 (PN GENERATOR) 2905が発生するPN符号との排他的論理和 (EX-OR) がとられてデータスクランブルされる。ここでは、データスクランブルが目的であるため、PN符号発生器2905が発生するPN符号の符号速度はインターリーブ2903の出力の速度と同一であり、スペクトルの拡散は行われない。

【0011】データスクランブラ2904の出力は直交符号化器2906において、Walsh関数発生器 (WALSH GENERATOR) 2907より与えられるWalsh関数によって直交符号化される。Walsh関数はアダマール行列によって生成される直交符号系列であり、ユーザごとに異なるWalsh関数が割り当てられる。図29に示す例では、データスクランブラ2904の出力の64倍の符号速度で直交符号化されている。

【0012】直交符号化器2906の出力は2分されて2つのスペクトル拡散変調器 (EXOR) 2908および2909へ入力され、2つのPN符号発生器 (PN GENERATOR) 2910および2911が発生する互いに異なるPN系列によってスペクトル拡散される。PN符号発生器2910、2911が発生するPN符号は全ユーザに共通のPN符号であり、異なる基地局から送信された信号の間における相互干渉を低減させるために使用される。PN符号の符号速度はWalsh関数の符号速度と同一である。

【0013】スペクトル拡散変調器2908、2909の出力はそれぞれFIR (Finite Impulse Response) フィルタ2912、2913により波形整形 (帯域制限) された後、ゲイン調整器 (GAIN) 2914、2915によってゲイン調整され、図30に示す線形結合器およびQPSK変調部へ入力される。図30に示す線形結合器およびQPSK変調部には、図29に示すものと同一の構成を有するが異なる直交符号 (番号が異なるWalsh関数) で直交符号化されたスペクトル拡散信号も同時に入力される。

【0014】直交符号化されたスペクトル拡散信号はディジタル-アナログ変換器 (D/A) 3011から30N2によってアナログ信号に変換された後、拡散符号が共通となるもの同士が合成されるように加算器 (ΣI) 3030および加算器 (ΣQ) 3031にそれぞれ入力され、加算されて多重化信号となる。多重化信号は互いに直交する2つの搬送波 ($\sin(2\pi f t)$, $\cos(2\pi f t)$) によって乗積器3032、3033によって乗積され加算器 (Σ) 3034で合成されることによりQPSK変調される。

【0015】この場合、各ユーザの信号は同一情報が2つに分岐され、それぞれ異なるPN符号系列でスペクトル拡散されてQPSK変調されるから、情報変調はBPSK (Binary PSK, 2相ディジタル位相変調)、拡散変調はQPSK (4相ディジタル位相変調) となっている。

【0016】QPSK変調された多重化信号は、乗積器3035において周波数シンセサイザ (FREQUENCY SYNTHESIZER) から与えられる正弦波と乗積された後、帯域通過フィルタ (BPF) 3036によって基本波成分が抽出され、RFアンプ (RF A

MP) 3037で電力増幅されてアンテナに導かれる。

【0017】CDMA方式では総合の干渉電力が低いほどチャンネル容量を多く確保することができる。音声通話の場合、常に通話状態ではなく、無音の場合などもあるから、無音区間には情報の伝送を行わないようにすればそれだけチャンネル容量を向上させることができる。

【0018】図29および図30に示した例においては、チャンネル容量を向上させるために音声の通話状態に応じて音声符号化器のレートを4段階（フルレート、 $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ ）に設定し、レートに応じて送信電力を設定するようにしている。この方法は符号化器の出力は同一レートで動作させるが、レートに応じて同一の符号化器の出力内容を繰り返し出力し、繰り返し数に応じて電力を低減するものである。

【0019】例えば、レート $1/2$ のとき同一時間内に伝送するビット数はフルレートの $1/2$ となるから、符号化器の出力も $1/2$ となる。符号化器からは同一の内容を2度繰り返して出力することにより送信電力を $1/2$ に設定して送信する。同様に、無音声状態のときは背景音を $1/8$ のレートで音声符号化し、誤り訂正符号化器からは同一の符号化データを8回連続して出力することにより送信電力を $1/8$ に設定して送信する。

【0020】以上のように図29および図30に示した例には同一基地局から送信する信号に対して直交符号を

使用して相互干渉を抑える手段、音声通話状態に応じて情報速度を切り替えて送信電力を低減する手段などが示されているが、セルラー電話システムを想定した低速伝送レートシステムであるため、図29に示す音声チャンネルデータ（VOICE CHANNEL (i) DATA）2901の最高速度は9.6 kbpsに制限されている。したがって、音声以外の画像やコンピュータデータなどのより高速なデータを送る場合には他の手段が必要である。

【0021】図31は特表平5-506763号公報に示された、より高速なデータを送信するための装置を示す図であり、図29および図30に示した装置例に対応している。図31に示す装置が図29および図30に示した装置と異なるのはコントローラ（CONTROLLER）3101が入力データ速度に応じて誤り訂正符号化器（ENCODER）の符号化率、インターリーブサイズ、Walsh関数の符号長を最適に制御して拡散符号化レートすなわち伝送帯域幅を一定に保ちながら種々の伝送速度に対応するようにしている点である。同公報には入力データ速度に応じた所定の符号化率、Walsh関数の符号長に対するコントローラ3101の設定の例として表1が示されている。

【0022】

【表1】

拡散符号 速度 (Mchip/s)	入力データ 速度 (kbit/s)	総合 拡散ファクタ	符号化 ファクタ	Walsh 関数ファクタ
1.2288	9.6	128	2	64
1.2288	4.8	256	4	64
1.2288	19.2	64	2	32
1.2288	16	76.8	2.4	32

【0023】表1において拡散符号速度は入力データ速度と総合拡散ファクタとの積で与えられ、総合拡散ファクタは符号化ファクタとWalsh関数ファクタとの積となる。例えば、入力データ速度が9.6 kbpsの場合、符号化ファクタ2（＝符号化率 $1/2$ ）の誤り訂正符号（畳み込み符号）を使用し、誤り訂正符号化後の符号化シンボルレートが19.2 kbps（＝9.6 kbps \times 2）となり、各符号化ビットに対し、符号長64のWalsh関数を乗積することにより、拡散符号速度は1.2288 Mchip/s（＝19.2 kbps \times 64）となる。他の伝送速度についても同様である。なお、符号化ファクタとは誤り訂正符号化出力ビット数と入力情報ビット数との比を意味する。すなわち符号化ファクタは符号化率の逆数である。

【0024】以上の設定方法はWalsh関数ファクタが符号の構成上2のべき乗となること、拡散符号速度を上限の1.2288 Mchip/sとし利用可能な伝送

帯域を最大限に利用することを念頭においているものと考えられる。すなわち入力データ速度が9.6 kbpsの整数倍のときには符号化ファクタおよびWalsh関数ファクタを調整することにより対応し、非整数倍のときには符号化ファクタを非整数とし、Walsh関数ファクタを適切に設定することにより対応している。このため符号化方法には、畳み込み符号化に加えさらにバンクチャド符号化と呼ばれる手法が適用されている。

【0025】以上のように図31に示した例では、伝送速度の増加に対して符号化ファクタとWalsh関数ファクタとを変化させることにより対応しているが、さらなる伝送速度の増加に伴って、符号化ファクタが減少するか、または、Walsh関数ファクタが減少する。しかしながら、符号化ファクタの減少は誤り訂正能力の低下を招くから、所要の伝送品質を得るためには限界がある。例えば、図31に示した例では符号化ファクタは2以上ないとデータ速度9.6 kbpsと同程度の伝送品

質を実現できない。

【0026】また、Walsh関数ファクタの減少は乗積されるPN-I, PN-Qの符号長の減少となり、これは拡散率（拡散符号速度／データ伝送速度）の減少を招き、これに伴って多元接続性、耐妨害性、耐干渉性などスペクトル拡散通信の特徴が薄められるから自ずと限界がある。例えば、リュウジ・コウノ：“無線通信のためのスペクトラム拡散方式”，アイ・イー・イー・イー・コミュニケーション・マガジン・第58から67頁，1995年1月（Ryuji KOHNOらの報告“Spread Spectrum Access Methods for Wireless Communications”，IEEE Communications Magazine, pp. 58-67, January, 1995）には、マルチパスフェージング耐性、システム均一化などの観点から処理利得（すなわち拡散率）は100～1000程度であると報告されている（上限はハードウェアの実現性および周波数帯の割り当てなどによって制約される）。

【0027】したがって図31に示した例で19.2 kbpsを超えるデータ速度で通信を行う場合には、他の手段を用いる必要がある。図32から図36はエイ・エイチ・アグヴァミ：“フューチャ・CDMA・セルラー・モバイル・システムズ・サポーティング・マルチサービス・オペレーション”，第5回アイ・イー・イー・イー・インターナショナル・シンポジウム・オン・パーソナル，インドア・アンド・モバイル・レイディオ・コミュニケーションズ，1994年（A. H. Aghvami：“FUTURE CDMA CELLULAR MOBILE SYSTEMS SUPPORTING MULTI-SERVICE OPERATION”，5th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1994）に示された種々のサービスに対応できるCDMA方式を示す図である。

【0028】図32は異なるデータ速度の信号を割り当てられた周波数帯域全体に渡って拡散する方式である。すなわち拡散符号の符号速度は同一であるのに対してデータ速度が異なるため、データ速度に応じて処理利得（拡散率）が変化する。ここで、拡散符号および送信電力も要求される伝送性能に依存する。

【0029】CDMA方式でデータ速度が互いに異なる場合、伝送品質を同じにするためにデータ1ビット当たりのエネルギーが評価基準とされることが多い。すなわち高速データ（data）はデータ間隔が短いために大電力を要し、低速データ（voice）はデータ間隔が長いために大電力を必要とせず小電力で良い。この方法は最も単純な方式であるが、高速レートになるに従って拡散率が減少するため、図31に示したものと同様に

システムがCDMAの特徴を失ってゆくという課題が残されている。

【0030】図33は全周波数帯域を大きさの異なる部分帯域に分割し、低速レート信号（voice）に対しては小さい部分帯域（small sub channel）を割当て、中速レート信号（video）に対しては大きい部分帯域（large sub channel）を、高速レート信号（data）に対しては全体域を割り当てる方式である。小さい部分帯域（small sub channel）および大きい部分帯域（large sub channel）は分離して、または重ねて使用される。

【0031】この方式においては、ある伝送速度以下では処理利得（拡散率）を一定範囲内に設定できるという利点を得られる反面、伝送速度が一定値以上の場合には拡散率が減少するために図31に示した方式および図32に示した方式と同様にシステムがCDMAの特徴を失ってゆくという課題が存在する。また、低速レート信号または中速レート信号が異なる周波数を使用するため、周波数の割り当て制御機構および複数の周波数発生機構が必要となるという課題が存在する。さらに各レートに応じた伝送帯域のアナログ部（例えばフィルタなど）を複数個準備する必要があり、送信装置および受信装置双方が大型化してしまうという課題があった。

【0032】図34は時間フレームを大きさの異なる部分スロットに分割し、低速信号（voice）に対しては小タイムスロット（small time slot）を割当て、中速信号（video）に対しては大スロット（large timeslot）を、高速信号（data）に対しては全スロットを割り当てる方式であり、それぞれのスロットは分離して、または重ねて使用される。

【0033】この方式においても、ある伝送速度以下では処理利得（拡散率）を一定範囲内に設定できるという利点を得られる反面、伝送速度が一定値以上の場合には拡散率が減少し、図31、図32および図33に示した方式と同様にシステムがCDMAの特徴を失ってゆくという課題があった。

【0034】さらに、図32から図34示す方式においては伝送速度が増大するに従って拡散率が減少すると同時にデータ間隔も小さくなるため、周期的な拡散符号を使用する場合には、データ間隔相当の遅延波に対しては識別能力がなくなり、符号間干渉を生じるという課題もあった。

【0035】図35は中速レート信号および高速レート信号に対して複数の拡散符号を割り当てるマルチコード方式を示す図である。中速レート信号および高速レート信号に対して、速度に応じた並列数のシリアルーパラレル変換を行い、異なる複数の低速信号としてそれぞれ直交する符号で直交符号化された後に多重化するものであ

る。この方法により、種々の速度のデータに対して同一の拡散率で拡散することが可能となり、図32から図34に示した方式の課題である処理利得（拡散率）の低下や符号間干渉についての対策が取られている。多重化に伴って振幅が変動する点は、マルチレベル2値変換によって2値化を行った後PN符号によって拡散することにより解決している。アグヴァミの論文にはマルチレベル2値変換としてWalsh符号のような直交符号の1つを選択して出力する直交変調を適用することが示されている。

【0036】しかしながら、マルチレベル2値変換には多重化数が増大すると周波数効率が急激に劣化する課題がある。というのは、直交関数の符号長は多重化数を N とすれば 2^N で与えられるから、処理利得（拡散率）および拡散符号速度を同一にしたまま伝送する場合、マルチレベルのまま伝送するときと比べ 2^N 倍の伝送帯域を必要とするからである。

【0037】また、直交変調ではなく通常のマルチレベル2値変換を行って伝送する場合、パラレルシリアル変換を行うことが一般的であるが、その場合においても、処理利得（拡散率）および拡散符号速度を同一にしたまま伝送すると、マルチレベルのまま伝送する場合に比べて N 倍の伝送帯域を必要とするから、周波数効率が低下する課題は依然として解消しない。

【0038】図36は図32から図35に示した方式を複合した方式を示す図である。図36に示す方式はサービスや電波伝搬環境に応じて図32から図35に示したシステムを組み合わせる方式である。この方式によれば状況ごとに最適な対応が可能となるが、システム制御が極めて複雑であり、効率的な割り当て制御も複雑になってしまうという課題があった。

【0039】図37から図40は特開平7-303090号公報に示されたスペクトル使用の最適化システムを示す図であり、高速ユーザから低速ユーザまでが使用するスペクトルを最適化するシステムに関するものである。

【0040】図37に示す方式は速度の異なるユーザに対してスロット数とコード数とを割り当てるものである。スロット数の他に複数の拡散符号を割り当てる点が図34に示した方式と異なる。図37に示す方式では高速伝送に対して一定以上の処理利得（拡散率）を得るためにマルチコード伝送が可能となるが、例えばユーザFの場合、本来単一コード（1個の符号）だけでも処理利得（拡散率）が得られるにも拘らずマルチコード（3個の符号C0, C1, C2）による伝送を行うために受信機側で複数の相関器を準備する必要があるから、装置が複雑になるという課題があった。

【0041】図38に示す方式は速度の異なるユーザに対し、部分周波数帯と符号とを割り当てるものである。部分周波数帯の他に複数の拡散符号を割り当てる点が図

33に示した方式と異なる。図38に示す方式は高速伝送に対して一定以上の処理利得（拡散率）を得るためにマルチコード伝送が可能となるが、例えばユーザFの場合、本来単一コード（1個の符号）だけでも処理利得

（拡散率）が得られるにも拘らずマルチコード（3個の符号C0, C1, C2）による伝送を行うために受信機側で複数の相関器を準備する必要があるから、装置が複雑になるという課題がある。また、周波数割当ておよび符号割り当てという複雑な制御を行う必要がある課題がある。さらに、複数の送受信周波数、複数の周波数帯域に応じた複数の周波数シンセサイザ、複数の伝送帯域を有するアナログ部を準備する必要があるから、送信装置および受信装置双方が大型化してしまうという課題があった。

【0042】図39に示す方式は速度の異なるユーザに対し、スロットと符号との双方を割り当てるものである。ただし、符号はマルチコードではなく単一の符号であり、長さの異なる符号が用意されている。また、符号速度の異なる拡散符号が用意されている。高速ユーザは、図中Aで示すように符号空間に小さな符号C5を長時間に渡って占有するか、あるいは図中Cで示すように符号空間に大きな符号C6を短時間占有するかによって高速伝送を実現する。

【0043】図39に示す方式は図37に示した方式に比べ、割り当てられる符号は1つであるから、受信側は対応する1符号について相関器を準備するだけで良い。しかしながら、大きな符号空間が割り当てられる場合には符号速度を高速にする必要があるから、符号空間の大きさに相当する符号速度に対応するように、拡散符号発生器や相関器を複数個用意する必要がある。また、伝送帯域は符号速度で決定されるから、複数の伝送帯域を有するアナログ部を準備するか、特性劣化を許容して広帯域のフィルタを準備する必要がある。前者の場合には送信装置および受信装置の規模が大きくなるという課題があり、後者の場合には伝送品質が劣化するという課題があった。

【0044】図40に示す方式は図37、図38および図39に示したスロット、周波数および符号の割り当てが最適になるように組み合わせたものであり、状況に応じて周波数、時間および符号空間を効率的に使用できる利点がある。しかしながら、周波数、時間および符号の複雑な割り当て制御が必要になる課題がある。また、送信機および受信機の双方で複数の符号に対応した相関器、複数の伝送帯域に対応したアナログ部を準備する必要があるから、回路規模が大きくなってしまいう課題があった。

【0045】また、図37および図38に示す方式はマルチコード多重化による信号レベルの多値化に対して対策が講じられていない。したがって、信号レベルの多値数に応じて送信側で使用する電力増幅器の線形性に対

する要求が厳しくなり、回路規模の小型化、低消費電力化を妨げるという課題があった。

【0046】

【発明が解決しようとする課題】一般にCDMA方式のスペクトル拡散通信において、通信可能なチャネル数は割り当て可能なチャネル数（符号数）よりも少ない。というのは、基地局から移動局に直交符号による多重化伝送を行っても、マルチパスフェージングの影響や隣接セルの基地局からの干渉などによって相互干渉が生じ、多重化チャネル数の増加に伴って相互干渉も多くなり、所要の誤り率が達成できなくなるからである。移動局から基地局への送信は移動局間でタイミングの同期をとることが困難であるために直交符号の効果を期待することができないから、基地局から移動局への通信よりも相互干渉が大きくなる。

【0047】上に示した論文でギルハウゼンらは、図28、図29および図30に示したシステムにおいて、基地局に対する割り当て可能なチャネル数が64であるのに対

し、通信可能なチャネル数は36程度であると報告している。この数値は、音声の状態に応じてレートを下げることによるチャネル容量の増大効果を含めた値であり、また、その他の条件例えば送信電力制御やセクタ化ゲインなどが理想的な場合についての値であるから、実際には通信可能なチャネル数はさらに小さな値となる。すなわち、割り当て可能なチャネルのうち約半数程度のチャネルしか実際には使用されていないことになる。また、図31から図40に示した従来の方式についても同じことが言える。

【0048】割り当て可能なチャネルを有効利用するためには、例えば次の表2に示すように多重化数（Walsh関数ファクタ）を64から32に抑え、誤り訂正符号の訂正能力を向上させる方法が考えられる。この方法は符号化ファクタを高く設定することに相当するものである。

【0049】

【表2】

拡散符号 速度 (Mchip/s)	入力データ 速度 (kbit/s)	総合 拡散ファクタ	符号化 ファクタ	Walsh 関数ファクタ
1.2288	9.6	128	4	32

【0050】このような方法を採用した場合、誤り訂正能力が向上するから通信品質が向上するが、復号化に要する処理量が膨大となりハードウェア規模が増大するという課題が残る。すなわち、従来の技術に示したように誤り訂正符号に畳み込み符号を採用した場合、復号方法としてビタビ復号がしばしば用いられるが、ビタビ復号の処理量は符号化ファクタ（ $1/r$ ； r は符号化率）および拘束長（ K ）に依存し（ $1/r$ ） K に比例するから、符号化ファクタが2倍になれば（2から4になれば）処理量は 2^K から 4^K となる。拘束長 K は従来の技術では7から9がよく用いられるので、複号化処理量は 2^7 か 4^7 に比例して増大する。

【0051】さらに、マルチコード多重化による信号レベルの多値レベル化に対しても対策を講じることが望まれる。

【0052】図41は桂らによる：“PC-CDMA（並列組み合わせ符号分割多元接続）のマルチパスレリーフェージング環境下における軟判定ビタビ復号特性の検討”電子情報通信学会技術研究報告，SST95-58（1995-09）pp. 79-83に示された並列組み合わせ方式のシステムブロック図である。

【0053】図41において、情報データはレート（ $1/2$ ）の畳み込み符号による誤り訂正符号化が行われ、インターリーブされた後、128符号化ビットに並列分割される。この128符号化ビットを4符号化ビット単位で32系統のマルチコード多重化伝送を行う。マルチコード多重化するための直交符号は、直交ゴールド符号

とよばれる符号であり、その総数は256個準備されている。しかしながら、多重化数は32であるから、256個の直交ゴールド符号を8コードずつ32系統に分割し、1系統につき8コードのうちの1つを選択して伝送する。どのコードを選択するかは4符号化ビットで決定する。すなわち、3符号化ビットで8つの直交符号のうちのどれを選択するかを決定し、残りの1ビットで選択した直交符号の極性を決定する。なお、直交ゴールド符号については、朱らによる：“二値の非線形拡散系列について”，電子情報通信学会研究技術報告，IT90-7，（1990年5月）pp. 37-42に詳しく述べられている。

【0054】受信側では、どのコードがどちらの極性で送信されたかを検出することにより、1系統当たり4符号化ビットを復調することが可能になる。また、極性の検出を行うためには受信側で同期検波を行う必要があるが、図41に示すシステムではパイロットチャネル用の直交符号を多重化して同時伝送し、受信側でパイロットチャネルを復調してキャリア位相を抽出することにより効率良く同期検波を行っている。

【0055】この方法は陪直交信号伝送方式と呼ばれ、その特性については、例えば横山著“スペクトル拡散通信システム”，1988年，科学技術出版社などで報告されている。陪直交信号伝送方式は通常の信号伝送方式に比べ、誤り率の改善効果がある。さらに、4符号化ビットに対して1つの直交符号が対応するから多重化数も $1/4$ となり、増幅器の線形性に対する要求が緩和され

る利点もある。

【0056】しかしながら、図41に示すシステムでは送信側で全直交符号を準備し、受信側で全直交符号について受信信号との相関を求める必要があり、送信装置および受信装置双方の規模が増大してしまう課題がある。また、4符号化ビット当り1系列の陪直交信号伝送を基本とし、高速レートに対してはマルチコード多重化だけで対処しているので、4符号化ビットの整数倍関係にない低速レートの伝送に対して柔軟性がない課題がある。さらに、レートが高速になるのに従ってチャネルごとに異なる相関器を個別に準備する必要があるため、ハードウェア規模が大きくなってしまいう課題もあった。

【0057】この発明は上記のような課題を解決するためになされたもので、スロット、符号、周波数などの複雑な割り当て制御を必要とせず、効率の良い可変速度伝送や異速度伝送を行うことが可能であり、ハードウェア規模の増大を最小限に留めることのできるスペクトル拡散通信装置を得ることを目的とする。

【0058】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、データ信号を多重化し、多重化信号を拡散符号系列を用いて拡散変調し、拡散変調した信号によってキャリア変調を行って送信するスペクトル拡散通信装置であって、低速レートデータおよび中速レートデータを時分割多重化する第1の時分割多重化手段と、時分割多重化されたデータおよび時分割多重化されていない高速レートデータを陪直交信号に変換する陪直交信号発生手段と、前記陪直交信号を符号分割多重化する第1の符号分割多重化手段とを備えたものである。

【0059】請求項2記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用するものである。

【0060】請求項3記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するものである。

【0061】請求項4記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用し、第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するものである。

【0062】請求項5記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調に使用する拡散符号系列がデータ周期に比べて十分長い符号周期を有するものである。

【0063】請求項6記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調が多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が2相位相変調であるものである。

【0064】請求項7記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調が多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるものである。

【0065】請求項8記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調が2つの多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるものである。

【0066】請求項9記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調が2つの多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるものである。

【0067】請求項10記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、データ信号を多重化し、多重化信号を拡散符号系列を用いて拡散変調し、拡散変調した信号によってキャリア変調を行って送信するスペクトル拡散通信装置であって、低速レートデータを符号分割多重化する第2の符号分割多重化手段と、中速レートデータを時分割多重化する第2の時分割多重化手段と、時分割多重化されたデータおよび高速レートデータを陪直交信号に変換する陪直交信号発生手段と、符号分割多重化された信号および前記陪直交信号を符号分割多重化する第1の符号分割多重化手段とを備えたものである。

【0068】請求項11記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用するものである。

【0069】請求項12記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、第1および第2の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するものである。

【0070】請求項13記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用し、第1および第2の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するものである。

【0071】請求項14記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用し、第1および第2の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するものである。

【0072】請求項15記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するものである。

【0073】請求項16記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用し、第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するものである。

【0074】請求項17記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調に使用する拡散符号系列がデータ周期に比べて十分長い符号周期を有するものである。

【0075】請求項18記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調が多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が2相位相変調であるものである。

【0076】請求項19記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調が多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるものである。

相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるものである。

【0076】請求項19記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、データ信号を多重化し、多重化信号を拡散符号系列を用いて拡散変調し、拡散変調した信号によってキャリア変調を行って送信するスペクトル拡散通信装置であって、低速レートデータおよび中速レートデータを各々のレートごとに時分割多重化する第3の時分割多重化手段と、時分割多重化された低速レートデータを符号分割多重化する第3の符号分割多重化手段と、時分割多重化された中速レートデータおよび時分割多重化されていない高速レートデータを陪直交信号に変換する陪直交信号発生手段と、符号分割多重化された信号および前記陪直交信号を第1の符号分割多重化する符号分割多重化手段とを備えたものである。

【0077】請求項20記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用するものである。

【0078】請求項21記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、第1の符号分割多重化手段が多重化直交信号としてWalsh関数を使用するものである。

【0079】請求項22記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用し、第1の符号分割多重化手段が多重化直交信号としてWalsh関数を使用するものである。

【0080】請求項23記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調に使用する拡散符号系列がデータ周期に比べて十分長い符号周期を有するものである。

【0081】請求項24記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調が多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が2相位相変調であるものである。

【0082】請求項25記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調が多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるものである。

【0083】請求項26記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調が2つの多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるものである。

【0084】請求項27記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、拡散変調が2つの多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるものである。

【0085】請求項28記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、直交関数系列の中から入力データに応じて1つの直交関数を選択し直交信号として出力する直交信号発生装置であって、直交関数の符号速度に対応するクロックを2分周することに得られるクロックと入力デ

ータビットとの論理積をとる複数の論理積回路と、複数の論理積回路が出力する複数の出力値を入力し、それらの排他的論理和をとって直交信号として出力する第1の排他的論理和回路とを備えたものである。

【0086】請求項29記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、直交信号に極性操作を施して陪直交信号を出力する陪直交信号発生装置であって、直交関数の符号速度に対応するクロックを2分周することに得られるクロックと入力データビットとの論理積をとる複数の論理積回路と、複数の論理積回路が出力する複数の出力値を入力し、それらの排他的論理和をとって直交信号を出力する第1の排他的論理和回路と、さらに1つの入力データビットと前記第1の排他的論理和回路が出力する直交信号との排他的論理和をとって陪直交信号を出力する第2の排他的論理和回路とを備えたものである。

【0087】請求項30記載の発明に係るスペクトル拡散通信装置は、互いに直交する複数の直交符号系を同時に出力する直交符号系発生装置であって、直交符号の符号速度に対応するクロックを2分周することに得られる複数のクロックと論理的有意レベルとが構成する互いに異なる全ての組合せのうちの1つを入力し、組合せ入力値の排他的論理和をとる複数の排他的論理和回路とを備えたものである。

【0088】

【発明の実施の形態】以下、この発明の実施の一形態を説明する。図2はスペクトル拡散通信装置の全体構成を示す図であり、図2(a)は送信装置、図2(b)は受信装置を示す。図2(a)に示す送信装置において、10は多重化部、20は拡散変調部、30はキャリア変調部、40はIF/RF部である。図2(b)に示す受信装置において、50はRF/IF部、60はキャリア復調部、70は拡散復調部、80はデータ分離部である。また、図2には示されていないが、必要に応じてアンテナダイバーシチ構成が採用される。

【0089】図2(a)に示す送信装置が基地局であり、図2(b)に示す受信装置が移動局の場合、多重化部10には、制御データ、複数ユーザなどの送信データが入力される。高速レートのユーザには複数の通信チャネルを割り当てることにより、同一伝送路中に高速レートユーザから低速レートユーザまで収容できる。

【0090】図2(a)に示す送信装置が基地局であり、図2(b)に示す受信装置が移動局の場合において、送信データが低速レートだけのときには、多重化部10には1チャネル幅の情報データのみ入力され、必要に応じて制御データが入力される。このように1チャネル幅の情報データのみで多重化の必要がない場合には、多重化部10が省略される。高速レートの場合にはレートに応じて1つのデータが複数の通信チャネルを用いて送信される。

【0091】図2(a)において、入力情報データは多

重化部10にて多重化された後、拡散変調部20にてスペクトル拡散が行われる。このように多重化部10と拡散変調部20との機能を分割することにより、多重化の段階では必ずしも伝送帯域に及ぶランダムなスペクトル拡散を必要とせず、拡散変調を多重化後の信号に対して行うことにより冗長な処理を省くことができるから、装置の簡略化をすることができる。拡散変調部20にてスペクトル拡散されたデータによりキャリア変調部30にてキャリア変調され、IF/RF部40にて周波数変換、増幅などの処理がなされた後アンテナ部に出力される。なお、図示されていないが、多重化部10に入力される情報データは誤り訂正符号、インターリーブなどの処理を受けた符号化データが入力されることが多い。さらに誤り訂正符号、インターリーブなどの処理は送信データをフレーム化したフレーム単位で行われることが多く、その場合には入力データはフレームあるいはスロットを構成するデータと見ることもできる。

【0092】図2(b)においてアンテナ部が受信した信号はRF/IF部50にて増幅、周波数変換がなされ、キャリア復調部60にてベースバンド信号となり、拡散復調部70にて受信信号と拡散符号との相関演算(乗積・積分操作)が行われ、データ分離部80にて多重化データから希望するデータだけが分離して抽出される。なお、図2(a)に示す送信機の多重化部10における多重化の方法によっては、図2(b)に示す受信機の拡散復調部70の出力において、既に希望するデータが分離抽出されている場合もある。その場合にはデータ分離部80の機能は拡散復調部70に含まれることになる。

【0093】また、図示されていないが、図2(a)に示す送信装置および図2(b)に示す受信装置には、各部の動作を制御する制御部が含まれる。

【0094】実施の形態1. 図1は図2(a)に示す送信装置の多重化部10の構成を示す図であり、100はパイロット(Pilot)チャネル入力端子、101から104はそれぞれ低速データD1からD4の入力端子、105および106は中速データD5、D6の入力端子、107は高速データD7の入力端子、108、109は高速データD8の入力端子、110は時分割多重化手段TDM(A)、121、122aから125aは陪直交信号発生手段BORT、130aは符号分割多重化手段CDM(A)、140は出力端子である。図1に示す多重化部10aでは、通信要求に応じて時分割多重化する低速レートのデータ数、中速レートのデータ数および時分割多重化しない高速レートのデータ数を適宜割り当てることができる。

【0095】次に動作について説明する。低速レートのデータD1からD4および中速レートのデータD5、D6は時分割多重化手段TDM(A)110にて、それぞれの速度比に応じて時分割多重化が行われ、時分割多重

化手段TDM(A)110を介さない高速レートのデータD7、D8と同一レートになる。次いで全てのデータは、陪直交信号発生手段BORT121、122aから125aにて、陪直交信号に変換された後、符号分割多重化手段CDM(A)130aにて直交符号多重化が行われ、多重化部10aの出力となる。

【0096】図3は図1に示す多重化部10aに入力される低速レートのデータD1からD4、中速レートのデータD5、D6、および高速レートのデータD7、D8の速度関係を示す図である。図3は低速レートがR、中速レートが2R、高速レートが4Rの場合を示している。また、入力端子108、109に入力される高速レートのデータは伝送レート8RのデータD8を2分割して入力する場合を示している。なお、伝送レートの比および各種レートに対応する入力データ端子数は固定されておらず、通信要求に応じて適宜割り当てることが可能である。

【0097】図4は第1の時分割多重化手段110の動作説明図であり、横軸は時間に対応しており、縦軸はデータの電力に対応している。低速レートデータD1からD4、中速レートデータD5、D6はそれぞれのレートに応じて時間圧縮される結果、高速レートデータD7、D8と同一レートとなる。各レートのデータは多重化後同一レートとなるから、信号の電力が一致する。レートと電力とが一致するとき、ビット当たりの送信エネルギーも一致する。なお、図示されていないが、各ユーザあるいは各チャネルへの通信状態に応じて各ユーザあるいは各チャネルごとに送信電力を変化させてもよい。

【0098】図5は第1の時分割多重化手段110の他の多重化方法を示す図である。図4では同一レートのデータ間で時分割多重化する例を示したが、図5は中速レートデータ1系統(D5)と低速レートのデータ2系統(D1、D2)を時分割多重化する方法を示している。例えば、図5(a)は1系統の中速レートデータD5と2系統の低速レートのデータD1、D2とを時分割多重化する方法を示している。第1の時分割多重化手段110は多重化後のレートが高速レートと一致するように動作すれば良いものであるから、図5に示した例とは別の組み合わせによる時分割多重化方法もある。例えば、

(1) 中速レート1系統、低速レート6系統を入力し、2系統の時分割多重化データを出力する方法、(2) 中速レート3系統、低速レート2系統を入力し、2系統の時分割多重化データを出力する方法、(3) 中速レート4系統を入力し、2系統の時分割多重化データを出力する方法、あるいは(4) 低速レート8系統を入力し、2系統の時分割多重化データを出力する方法などが考えられる。このように第1の時分割多重化手段110には低速レートのデータ数、中速レートのデータ数を送信要求に応じて適宜割り当てることができるから、柔軟なシステムを構築できる。また、高速レートとの関係において

割り当てられる系統数の上限まで、中速レートデータおよび低速レートのデータを時分割多重化することができる。というのは、この実施の形態1における時分割多重化は単に空きスロットにデータをマッピングするのみでよく、また、データマッピングは同一ユーザあるいは同一チャンネルのデータは同一系統で時分割多重化するようにマッピングするだけであり、複雑な周波数割り当てや符号とスロットとの2次元的割り当てなどを必要としないからである。

【0099】第1の時分割多重化手段110で同一レートとなったデータは、低速レートデータD1からD4は陪直交信号発生手段121に、中速レートデータD5、D6は陪直交信号発生手段122aに、高速レートデータD7は陪直交信号発生手段123aに、高速レートデータD8は陪直交信号発生手段124a、125aにそれぞれ導かれる。陪直交信号発生手段121、122aから125aでは入力データに応じた陪直交信号が生成される。

【0100】図6は陪直交信号発生手段121、122aから125aの詳細を示す図であり、図6(a)は構成図、図6(b)は入力情報データと陪直交信号出力の関係を示す図、図6(c)はWalsh関数系列による直交信号発生手段1220の詳細図である。ここでは、一例として4入力ビットに対して1系列の陪直交信号を発生する場合について説明する。図6(a)に示すように入力端子から入力された情報データはシリアルパラレル変換器1210にて4ビットパラレルデータ(d0, d1, d2, d3)に変換される。次に直交信号発生手段1220にて、4ビットパラレルデータのうちの3ビットデータ(d0, d1, d2)によって8つの直交符号の中から1つが選択的に発生されて直交信号が発生される。第2の排他的論理和回路1230は、直交信号発生手段1220が発生した直交信号と4ビットパラレルデータの残りの1ビットデータ(d3)との間で排他的論理和演算を行って極性操作を行った後陪直交信号を出力する。

【0101】直交符号としてWalsh関数系列を採用する場合には、4ビットパラレルデータd0からd3の内容により図6(b)に示すWalsh関数系列が直交信号として出力される。すなわち、4ビットパラレルデータのうちの3ビット(d0, d1, d2)によって1つの関数系列を選択するから、系列長8のWalsh関数系列が8種類準備される。例えば図6(b)に示すW8(0)からW8(7)の8種類である。W8は系列長が8のWalsh関数系を示し、()内の数字は関数番号を示す。直交信号として選択されたWalsh関数系列は4ビットパラレルデータの残りの1ビットデータ

(d3)の内容に応じて反転あるいは非反転のいずれかとなり、陪直交信号として出力される。したがって、陪直交信号は系列長8の符号系列から成り、4ビットの情

報を含んでいる。

【0102】なお、デジタル値の反転、非反転操作は、0、1の2値表示の場合には排他的論理和ゲートが行い、+1、-1の場合には乗算器が行う。また以下では、Walsh関数系列の最初から最後まで持続時間を周期と呼び、Walsh関数を構成する符号の間隔を符号間隔、符号間隔の逆数を符号速度と呼ぶ。

【0103】直交信号としてWalsh関数を使用する場合は、直交信号発生手段1220は図6(c)の構成で実現される。すなわち直交信号発生手段1220は、符号速度($=1/T_{mc}$, T_{mc} :符号間隔)の $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ の速度のクロック1221、1222、1223と各入力データd0, d1, d2との論理積演算を行う論理積回路1224から1226、および3つの論理積回路1224から1226の出力の排他的論理和演算を行うEXOR回路1227から構成される。符号速度のクロックはハードウェアの構成上不可欠のクロックであり、その $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ の速度のクロックは、基本クロックをカウンタなどの分周回路に入力することにより容易に得ることができる。

【0104】次に図6(c)に示す構成の直交信号発生手段1220にてWalsh関数が選択的に生成される過程を説明する。Walsh関数は 2^K 行 $\times 2^K$ 列のアダマール行列HNの行ベクトルとして定義され、 2^{K-1} 行 $\times 2^{K-1}$ 列のアダマール行列H($N/2$)を繰り返した $[H(N/2), H(N/2)]$ および反転させて繰り返した $[H(N/2), H^*(N/2)]$ から次数を上げて拡大的に作成される。ここで、“*”は反転行列を示す。基準となるH1は第1行が $[0, 0]$ 、2行が $[0, 1]$ であり、それぞれW2(0)、W2(1)に対応する。H2はH1から $[H1, H1]$ $[H1, H^*1]$ のように作成される。この結果、 $[0000]$ 、 $[0101]$ 、 $[0011]$ 、 $[0110]$ の4つの行ベクトルが得られ、それぞれW4(0)からW4(3)に対応する。同様にして作成されるW8(0)からW8(7)が図6(b)に示されている。ここで、W8(0)とW8(1)、W8(2)とW8(3)、W8(4)とW8(5)、W8(6)とW8(7)を比べてみると、最下位ビットからみて奇数番目のビットと直後の偶数番目のビットが同一か反転かに分類される。同一なのはW8(0)、W8(2)、W8(4)、W8(6)であり、反転しているのはW8(1)、W8(3)、W8(5)、W8(7)である。この同一か、反転かは図6(b)のデータの最下位ビットd0に対応している。すなわち、最下位ビットd0が0ならば同一、最下位ビットd0が1ならば反転となる。1ビットごとの反転は符号速度の $1/2$ クロック1221で実現され、それを採用するか否かは最下位ビットd0に依存しており、論理積回路1224を通すことにより実現される。

【0105】最下位ビットから2ビットずつ4つのペアに分割した時、W8(0)とW8(2)、W8(1)とW8(3)、W8(4)とW8(6)、W8(5)とW8(7)とそれぞれを比較すると、W8(0)、W8(1)、W8(4)、W8(5)は2連ビットが同一で繰り返されているのに対し、W8(2)、W8(3)、W8(6)、W8(7)は2連ビットが反転して繰り返されている。この同一か反転かは図6(b)のデータの第2ビットd1に対応している。すなわち、第2ビットd1が0ならば同一、1ならば反転となる。2ビット単位の反転は符号速度の $1/4$ クロック1222で実現され、それを採用するか否かは第2d1に依存しており論理積回路1225を通すことにより実現される。

【0106】最下位ビットから4ビットずつの系列が同一で連続するか、反転して連続するかは第3ビットd2の極性に対応している。4ビットずつの系列の反転は符号速度の $1/8$ クロック1223で実現され、採用するか否かは第3ビットd2に依存しており論理積回路1226を通すことにより実現される。

【0107】これら3つのビット間隔での反転あるいは非反転した結果を排他的論理和回路1227を通すことにより、その効果を包含した系列がWalsh関数として与えられる。したがって、排他的論理和回路1227からは入力データビットd0、d1、d2に依存した、すなわちd0、d1、d2によって選択されるWalsh関数系列が出力される。

【0108】以上説明したように、この実施の形態1による直交信号発生手段1220は生成が容易なクロックと入力データのみで特定の直交信号を生成できるから、送信装置のハードウェア構成が簡単化される。また、直交信号の生成が容易に行えるから、陪直交信号の生成も容易に行える。受信装置においては陪直交信号を復調する操作が図2に示すデータ分離部80にて行われるが、送信側でWalsh関数を直交関数に使用している場合には、FHTと呼ばれる高速アダマール変換を行うことにより、復調処理を簡略化できるとともにハードウェア量を減らすことができる。FHTは全てのWalsh関数との相関をとる操作を冗長性を省いて実現する信号処理方法である。

【0109】この実施の形態1では系列長8のWalsh関数を用いて直交関数系列を発生させる場合について示したが、系列長16以上の場合にも図6と同様な回路構成で簡単に直交関数系列を選択的に発生させることができる。すなわち、系列長16の場合には、8系列ごとの反転を実現する符号速度の $1/16$ のクロックと同一繰り返し反転繰り返しかを指定する入力データの第5ビットd4とをAND回路に入力し、その出力をさらにEXOR回路に入力することにより実現できる。系列長が32の場合も同様に符号速度の $1/32$ クロック、入力データの第6ビットd5、AND回路、およびEXOR

R回路により容易に実現できる。系列長が64以上の場合も同様にして実現できる。

【0110】図7は図1に示す陪直交信号発生手段121、122aから125aの出力を示す図であり、横軸は時間に対応しており、縦軸はデータの電力に対応している。B1はデータD1の4ビットから生成された陪直交信号であり、B2、B3、B4も同様にデータD2、D3、D4のそれぞれの4ビットから生成されたものである。B5は8ビットデータD5から2つの陪直交信号が生成されたことを示すためB5(1)、B5(2)と表記して区別している。B6も同様である。高速レートデータD7、D8から生成された陪直交信号B7、B8についても同様に表記してある。

【0111】図8は図1に示した符号分割多重化手段130aの多重化の方法を示す図である。陪直交信号発生手段121、122aから125aから出力される陪直交信号と送信側で挿入するパイロットチャネル(Pilot)とは、それぞれ異なる直交符号で符号分割多重化が行われる。パイロットチャネル(Pilot)は受信側で同期検波を行う際の位相基準として使用されるので、データ変調はされない。

【0112】図9は図1に示す符号分割多重化手段130aの詳細構成を示す図であり、図において、TDM1、TDM2、B8-1、B8-2は、図8に示したB1(1)からB4(1)、B5(1)からB6(2)、B8(1)からB8(4)、B8(5)からB8(8)にそれぞれ対応する。入力端子から入力される陪直交信号TDM1、TDM2、B8-1、B8-2は、乗積器1310から1315にて直交符号系発生手段1320が発生する多重化用符号Code1、Code2、Code3、Code4、Code5と乗積された後、加算回路1330で加算されて出力信号となる。図9に示す符号分割多重化手段130aは入力数がパイロットチャネルを含めて6であるが、伝送帯域内で割り当て可能な直交符号数がNである場合、最大Nまでの符号分割多重化が可能である。このことを図9中に入力chと直交符号系発生手段1320が発生する多重化用符号CodeN-1とを乗積器1316にて乗積する例で示した。

【0113】図8および図9に示す例では同一の周期を有する陪直交信号は周期Tmcごとに直交する直交符号が乗積されることにより符号多重化される。ここで、Tmcは図6(c)に示した符号間隔であり、この実施の形態1においては系列長8のWalsh関数系列が全て周期Tの符号分割多重化手段130aに入力されるから $Tmc = T/8$ となる。パイロットチャネルを含むチャネル数が8を超える場合、8を超える系列長を有する直交符号を用いる。この実施の形態1ではチャネル数=6であるので、符号分割多重化のための直交符号の系列長が8の場合について説明する。

【0114】図10は信号周期T、符号間隔Tmc、お

よび乗積される直交符号の間の時間関係を示す図である。図10(a)に示す4ビットの送信データにより陪直交変調された陪直交信号は、周期が T であり、系列長8の符号系列であるから符号間隔 $T_{mc} = T/8$ となる。符号分割多重化を行う場合、陪直交信号の最少符号単位で直交化させる必要があるから、図10(b)に示すように、符号間隔 T_{mc} の間に系列長8の直交符号の1周期分が乗積されることになり、入力される陪直交信号のそれぞれの符号の極性と無関係に $N=8$ チャンネルの陪直交信号が符号分割多重化される。この場合、多重化用の直交符号の符号間隔 T_o は $T_o = T_{mc}/N$ となる。この実施の形態1では $N=8$ であるから $T_o = T/64$ となる。図10(c)は図9に示す加算回路1330への入力の一例を示している。

【0115】符号分割多重化に使用する直交符号系(図8および図9のCode 0からCode $N-1$ に対応)としてWalsh関数系を使用する場合、直交符号系発生手段1320は図11に示すように構成される。図6(c)に示した直交信号発生手段1220との相違点は、直交信号発生手段1220では入力データからWalsh関数の1つが選択的に発生されるのに対し、図11に示す直交符号系発生手段1320においては全Walsh関数を同時に発生させる点にある。Walsh関数系列 $W_8(0)$ から $W_8(7)$ までは連続する符号が、同一か反転か、連続する2つの符号が同一で繰り返されるか反転して繰り返されるか、連続する4つの符号が同一で繰り返されるか反転して繰り返されるかが全て確定しているため、図6(c)に示した直交信号発生手段1220のように論理積回路1224~1226による選択操作は必要なく、符号速度($1/T_o$)の $1/2$ のクロックを入力する場合には $1/2$ クロックを、符号速度の $1/2$ のクロックを入力しない場合にはHレベル(論理的有意レベル)を、同様に符号速度の $1/4$ クロックを入力するかしないかに応じて $1/4$ のクロックかHレベルかのいずれかを、符号速度の $1/8$ クロックを入力するかしないかに応じて $1/8$ クロックかHレベルのいずれかをEXOR回路13200から13207に入力することによりWalsh関数系列 $W_8(0)$ から $W_8(7)$ を発生することができる。

【0116】以上のようにこの実施の形態1によれば、複数の直交関数系を符号速度の $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ のクロックとHレベル、および複数のEXOR回路によって簡単に得ることができる。また、符号速度の $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ のクロックは符号速度クロックをカウンタなどの分周回路に入力することにより簡単に得ることができる。さらに、直交関数系の数が16以上の場合でも、同様な構成により簡単に直交関数系発生手段を実現することができる。

【0117】図12は図2(a)に示した拡散変調部20およびキャリア変調部30の構成例を示す図である。

符号分割多重化手段130d(図1に示す実施の形態1においては130aに対応)の出力信号は拡散変調部20aにおいてBPSK拡散変調器22aによってBPSK拡散変調された後、キャリア変調部30aに入力され、D/A変換器31aにてD/A変換された後、BPSK変調器33にてBPSK変調される。BPSK拡散変調は、符号分割多重化手段130dが出力する符号分割多重化信号がBPSK拡散変調器22aにてPN符号 $PN-I$ により拡散変調されることにより行われる。図13にBPSK拡散変調器の構成例を示す。BPSK変調であるから拡散変調は乗積操作のみで良いので、送信装置は簡単な構成で実現できる。また、受信装置においても拡散符号を復調するための相関器を1つのPN符号に関してだけ準備すれば良いから、受信装置を小型化することができる。図14にBPSKキャリア変調器33の構成例を示す。また、図12中には示されていないが、キャリア変調部30aにおいては帯域制限を行うために波形整形が行われる。デジタルフィルタなどのデジタル処理で実現する場合はD/A変換器31aの前に挿入され、SAWフィルタなどのアナログフィルタで実現する場合にはD/A変換器31aの後に挿入される。

【0118】スペクトル拡散に使用されるPN符号系列には、GOLD符号系列、M系列などのランダムな符号系列が用いられる。スペクトル拡散用PN符号の符号速度は符号分割多重化に使用された直交符号の符号速度以上であれば良いが、陪直交信号、直交符号による多重化等符号空間の効率的な使用を考慮すると、符号分割多重化に用いられた直交符号と同程度が望ましい。

【0119】また、PN符号にはデータ周期に比べて十分長い周期を有する符号を使用する。というのは、符号分割多重化された信号を受信機側で復調する際、符号分割多重化に使用した周期以上であれば多重分離が可能であるが、移動体通信はマルチパスフェージングと呼ばれる特殊な環境下であり、ビルなどで反射された信号の遅延時間が符号分割多重化に使用した符号の周期以上である場合、先行波と遅延波との区別ができないために符号間干渉と呼ばれる信号伝送特性の劣化が生じるためである。

【0120】これに対して、観測される遅延時間以上の周期のPN符号を使用し、陪直交信号に対してはPN符号を周期系列ではなく部分系列として乗積することにより、たとえ問題となる遅延時間以上の遅延波が存在したとしても、見掛け上異なるPN系列が乗積されていることになるから、受信側で遅延波を容易に分離識別することが可能になる。この場合さらに、受信側においてRAKE受信と呼ばれる分離識別した遅延波成分も復調情報として使用する技術を導入することが可能となるので、復調特性を改善することができる。

【0121】図15は図1(a)に示した拡散変調部2

0およびキャリア変調部30の他の構成例を示す図である。符号分割多重化手段130e(図1に示す実施の形態1においては130aに対応)の出力信号は拡散変調部20bにて2分岐された後、BPSK拡散変調器22b, 22cにて異なるPN符号PN-I, PN-QによってそれぞれBPSK拡散変調される。拡散変調部20bの2系統の出力はキャリア変調部30bに入力され、D/A変換器31bおよび31cにてそれぞれD/A変換された後、QPSK変調器34aにてQPSK変調される。図16にQPSKキャリア変調器34aの構成例を示す。

【0122】図15に示すBPSK拡散変調器22b, 22cにてスペクトル拡散に用いる拡散符号PN-IおよびPN-Qは、図12に示したBPSK拡散変調器22aで使用する拡散符号PN-Iと同様な性質、符号速度、周期の拡散符号であるが、2種類使用する点が異なる。

【0123】図15に示す拡散変調部20bのように同一の多重化信号を2種類のPN符号で拡散変調を行うと、遅延波あるいは他の送信信号による干渉量を均一化できる。というのは、BPSK信号の場合、遅延波あるいは他の送信信号による干渉波と希望波とのキャリアの位相差が±90度のときはキャリア軸で直交するから干渉要因とはならないが、位相差が0度または180度のときは大きな干渉要因となる。位相差は一般にランダムであるから、システムは位相差によって伝送品質が大きく変化して不安定となるが、2種類のPN符号で拡散変調すると干渉波と希望波との間の干渉量は位相差に依らずに均一化されるからである。

【0124】図17は図1(a)に示した拡散変調部20およびキャリア変調部30のさらに他の構成例を示す図である。2つの符号分割多重化手段130fおよび130g(図1に示す実施の形態1においては複数の130aに対応)の出力の符号分割多重化信号は拡散変調部20cにおいて、それぞれ別個のBPSK拡散変調器22dおよび22eにて2種類のPN符号PN-I, PN-QによってそれぞれBPSK拡散変調される。拡散変調部20cの2系統の出力はキャリア変調部30cに入力され、D/A変換器31dおよび31eにてそれぞれD/A変換された後、QPSK変調器34bにてQPSK変調される。

【0125】図6では陪直交信号発生手段121 122aから125aが4データビットに対して1つの陪直交信号を生成し、その系列長が8である場合を示した。いま、6データビットに対して1つの陪直交信号を生成する陪直交信号発生手段を用いたとすると得られる陪直交信号の系列長は32となる。すなわち、5データビットで32種類の系列信号を選択し、残りの1データビットで系列の極性を決定する。陪直交信号を使用すると誤り訂正符号と同様に伝送特性の改善を図ることができる

が、その一方で所要帯域幅が増大する。すなわち、4データビットで系列長8の場合は2倍(8/2)の帯域幅増大であるが、6ビットで系列長32の場合は約5.3倍(32/6)帯域幅が増大する。伝送帯域幅が固定されている場合、この帯域幅の増大は図1に示した符号分割多重化手段130aにおける多重化数の減少を引き起こす。

【0126】これに対して、図17に示すようにキャリア変調としてQPSKを使用し、それぞれに符号分割多重化手段130f, 130gの出力を入力すると最大多重化数は2倍に増大する。ただし、このことは直ちに同時通信ユーザ数が2倍に増大することを意味しない。なぜならば、独立ユーザ数の増大は干渉電力の増大を招き、所要伝送品質が得られないからである。しかしながら、同一ユーザのデータ送信に系列長の長い陪直交信号伝送を適用すると、系列長(あるいは見掛け上の多重数)が増えても総合した送信データ1ビット当たりの送信エネルギーは同一に保たれるから、総合干渉電力の増大にはつながらず、逆に高品質な伝送特性が実現できるから、所要送信電力の低減などが期待できる。

【0127】また、データ数や使用する陪直交信号が同一の場合でも、多重化度を半分にして2つの多重化出力信号として、それぞれ個別に拡散を行うことも考えられる。符号分割多重化の多重数を見ると、陪直交信号を用いることにより4ビット情報が2値系列となり、そのまま多重化する場合に比べて多値レベル数が小さくなる効果が既に得られているが、さらに多重度を2分割するから符号分割多重化による多値レベル数をさらに小さくすることができる。

【0128】多値レベル数が小さくなると、ピーク電力を低減することが可能となる。というのは、2値系列(+1, -1)の平均電力は振幅の絶対値の2乗を2で割った値となるから(1/2)となる。独立な情報を有する同様な2値系列を4チャンネル同時に送信する場合の総合電力は $4 \times (1/2) = 2$ となる。一方、電力が2である2値系列の振幅は(+2, -2)となる。したがって、陪直交信号伝送を行う場合、(+2, -2)の振幅レベルで伝送することになる。これに対して、(+1, -1)の2値系列を4チャンネル符号分割多重する場合には、その合計振幅値は各チャンネルの系列に依存するから、全て+1の場合、全て-1の場合、3チャンネルが+1で残りが-1の場合のように全ての場合について調べてみると、(+4, +2, 0, -2, -4)のいずれかの振幅となる。送信電力を必要としない振幅0となる場合がある一方で、+4、-4の振幅で送信する必要も生じる。この場合のピーク電力は8となり、定常的に2である陪直交信号伝送に比べて大きな値となる。

【0129】このように、ピーク電力を抑えることができれば、アナログ部を構成する増幅器の線形性に対する要求を緩和することができるから、送信装置の小型化や

低消費電力化が実現する。

【0130】図17において、スペクトル拡散に用いる拡散符号については図15の場合と同様である。すなわちスペクトル拡散に使用するPN符号系列には、GOLD符号系列、M系列などのランダムな符号系列を用いる。符号速度は符号分割多重化に用いた直交符号の符号速度以上であれば良いが、陪直交信号、直交符号による多重化等符号空間の効率的な使用を考慮すると、符号分割多重化に用いられた直交符号と同程度が望ましい。また、PN符号にはデータ周期に比べて十分長い周期を有する符号を使用する。

【0131】図18は図1に示した拡散変調部20およびキャリア変調部30のさらに他の構成例を示す図である。2つの符号分割多重化手段130hおよび130i（図1に示す実施の形態1では複数の130aに対応）の出力の符号分割多重化信号は拡散変調部20d内のQPSK拡散変調器24にて2種類のPN符号PN-IおよびPN-QによってQPSK拡散変調される。拡散変調部20dの2系統の出力はキャリア変調部30dに入力され、D/A変換器31fおよび31gにてそれぞれD/A変換された後、QPSK変調器34cにてQPSK変調される。QPSK拡散変調器34cの構成例を図19に示す。2つの符号分割多重化信号D-IおよびD-Qは、2つの拡散符号PN-IおよびPN-Qにより図19に示す組み合わせで、乗算、加算されて2つの出力となる。D-I信号、D-Q信号をそれぞれdI、dQ、2つの拡散符号PN-I、PN-QをPNI、PNQと表記すると、入力信号は複素信号表現で $dI + jdQ$ と表せる。QPSK拡散変調は、この入力信号に対して $PNI + jPNQ$ を乗積した後、実数成分を同相軸成分とし、虚数成分を直交軸成分として出力する。すなわち、

$$(dI + jdQ) \times (PNI + jPNQ) = (dI \times PNI - dQ \times PNQ) + j(dI \times PNQ + dQ \times PNI)$$

と計算される。図19は乗積と乗積結果の加算の組み合わせを示したものである。

【0132】図18に示すように2つの多重化データにQPSK拡散変調を行う場合も図15に示したものと同様に干渉量を均一化できる。すなわち、図17に示したように1つの多重化信号に対して拡散変調がBPSKの場合、2つの多重化信号はそれぞれ独立な信号であるから、干渉成分の位相差によって一方の成分はほとんど影響を受けずに他方の成分が大きな影響を受けるような場合が存在する。そこで、図18に示すように2つの拡散符号により拡散変調を行うと干渉成分の位相差に起因する影響のバラ付きを均一化できる。また、図18に示すように2つの符号分割多重化信号を生成することは、図17で示したのと同様な効果がある。すなわち、キャリア変調としてQPSKを使用し、それぞれに符号分割多

重化手段130h、130iの出力を入力すると最大多重化数は2倍に増大する。このことは同時通信ユーザ数が2倍に増大することを意味しないが、所要送信電力の低減などが実現する。また、符号分割多重化による多値レベル数をさらに小さくすることができるから、ピーク電力を低減することが可能となる。この結果、アナログ部を構成する増幅器の線形性に対する要求を緩和することができるから、送信装置の小型化や低消費電力化が実現する。

【0133】実施の形態2. 図20は図2(a)に示した多重化部10の他の構成を示す図であり、図において、10bは多重化部、100はパイロットチャネル(pilot)の入力端子、101から104は低速データD1からD4の入力端子、105、106は中速データの入力端子、107は高速データの入力端子、108、109は高速データの入力端子、112は時分割多重化手段TDM(B)、122b、123b、124b、125bは陪直交信号発生手段BORT、126は第2の符号分割多重化手段CDM(B)、130bは符号分割多重化手段、140は出力端子、1010から1013は低速データD9からD12の入力端子である。図20に示す多重化部10bにおいては、通信要求に応じて時分割多重化後陪直交変調する中速レート、時分割多重化せず陪直交変調する高速レート、2段階の符号分割多重化を行う低速レートの各データ数を適宜割り当てることができる。

【0134】次に動作について説明する。中速レートのデータD5、D6は第2の時分割多重化手段112にて時分割多重化され、高速レート(D7、D8)と同一レートとなり、それぞれ陪直交信号発生手段122bから125bにて陪直交信号に変換された後符号分割多重化手段130bに入力される。第2の時分割多重化手段112には中速レート(D5、D6)だけが入力される点が、図1に示した実施の形態1による第1の時分割多重化手段110と異なる。一方、低速レートのデータD1からD4、D9からD12は陪直交信号に変換されず、第2の符号分割多重化手段126にて符号速度が陪直交信号の符号速度と同一になるように予め符号分割多重化される。その後、符号分割多重化手段130bに入力され、時分割多重化後陪直交信号に変換された中速レートのデータD5、D6、および直接、陪直交信号に変換された高速レートのデータD7、D8などと符号分割多重化される。

【0135】図20に示す多重化部10bに入力される低速レートのデータD1からD4、中速レートのデータD5、D6、および高速レートのデータD7、D8の速度関係は図3(a)から(i)に示したものと同一である。この実施の形態2で新たに端子1010から1013に入力される低速レートのデータD9からD12の速度は、低速レートのデータD1からD4と同一である。

すなわち、速度関係は図3 (a) から (d) に示したものと同一である。

【0136】第2の時分割多重化手段112における中速レートの時分割多重化方法は図4 (b) と同一である。すなわち、中速レートのデータD5、D6は高速レートのデータD7、8Dのレートと同一になるように時間圧縮される。

【0137】陪直交信号発生手段122bから125bの動作および装置構成は図6 (a) から図6 (c) と同一である。また、それぞれの出力は図7 (b) から図7 (e) が同一である。すなわち、2値系列の陪直交信号を4ビットデータから生成する構成であるから、簡単に生成することができ、ハードウェアの規模を小さくすることができる。

【0138】図21に第2の符号分割多重化手段126による低速レートのデータD1からD4、D9からD12の多重化の方法を示す。低速レートのデータD1からD4、D9からD12に対して多重化用の符号Code w8 (0), Code w8 (1), Code w8 (2), Code w8 (3), Code w8 (4), Code w8 (5), Code w8 (6), Code w8 (7) が割り当てられ、それぞれ入力データと乗積された後加算される。低速レートのデータであるため、各データの持続時間はTである。図22に符号分割多重化手段126の構成例を示す。基本的な構成は図9に示した符号分割多重化手段130aと同じである。すなわち、低速レートのデータD1からD4、D9からD12と、直交符号系発生手段1270が発生する多重化用符号Code w8 (0), Code w8 (1), Code w8 (2), Code w8 (3), Code w8 (4), Code w8 (5), Code w8 (6), Code w8 (7) とが乗積器1260から1267にて乗積された後、加算回路1280にて加算されて出力される。

【0139】第2の符号分割多重化手段126における多重化数は上限が陪直交信号発生手段122bから125bで使用される陪直交信号の符号系列数と同一になる。図6に示した例では陪直交信号として系列長8の符号を使用しているが、その場合図20に示すこの実施の形態2による第2の符号分割多重化手段126に系列長として最大で8の符号を用いることができ、多重化数の上限も8となる。すなわち、多重化に用いる直交符号は最大8種類用意され、その符号速度は $8/T$ となる。実際には、通信要求に応じて多重化数の上限8以下で必要な数の多重化を行う。なお、陪直交信号に使用する符号の系列長が変化すれば、それに応じて多重化数の上限(陪直交信号の系列長に相当)も変化する。

【0140】図22に図20に示すこの実施の形態2による第2の符号分割多重化手段126の構成例を示す。第2の符号分割多重化手段126は基本的な構成が図9

に示した実施の形態1による符号分割多重化手段130aと同一であり、入力データの種類、動作速度、多重化数の上限に対する制約などが異なる。直交符号系発生手段1270においても、簡単な構成で実現できることからWalsh関数系を用いるのが望ましく、この実施の形態2においてもWalsh関数を用いる方法を説明する。

【0141】Walsh関数を発生させる直交符号系発生手段の基本構成は図11に示した直交符号系発生手段1320と同じである。ただし、動作速度が異なるので入力されるクロック速度が異なる。基本となる符号速度は $(8/T)$ であり $(1/Tmc)$ に一致する。したがって、3種類のクロックはそれぞれ $(1/Tmc)$ の $1/2$ 倍、 $1/4$ 倍、 $1/8$ 倍のクロックである。動作速度が異なるので図21および図22においてはWalsh関数の表示をw8 (0) からw8 (7) として、符号分割多重化手段130bで用いるWalsh関数W8 (0) からW8 (7) と区別している。

【0142】図20に示す実施の形態2の符号分割多重化手段130bによる多重化方法を図23に示す。中速レートのデータB5、B6および高速レートのデータB7、B8に関しては、図8に示した実施の形態1の符号分割多重化手段130aによる多重化方法と同様であり、装置構成も図9に示した実施の形態1のものと同様である。ただし、図9の時分割多重後陪直交信号に変換されたTDM1に相当する信号は、第2の符号分割多重化手段126によって多重化された低速レートの信号に変更される。

【0143】図20に示す多重化部10bを構成する第2の符号分割多重化手段126と符号分割多重化手段130bとのタイミング関係を図24に示す。符号分割多重化手段130bおよび第2の符号分割多重化手段126で同一のWalsh関数を用いているが、動作速度が異なるからそれぞれ混同なく多重化が実現される。

【0144】図24において、図24 (a) は低速データD2の1ビットを示し、ここでは $D2 = +1$ の場合を示している。図24 (b) は第2の多重化手段126で低速データD2の多重化に用いる多重化符号を示している。すなわち、D2に割り当てられる多重化符号はw8 (1) であり、系列長8、周期T、符号間隔 $T/8 (= Tmc)$ である。図24 (c) は第1の符号分割多重化手段130bにおいて、第2の符号分割多重化手段126の出力の多重化信号に割り当てられる直交符号を示している。D2を含む符号分割多重化された低速データにはW8 (1) (図23におけるCode 1に対応) が割り当てられ、系列長8、周期 $T/8 (= Tmc)$ 、符号間隔 $To (= Tmc/8)$ である。図24 (d) は陪直交信号発生手段122bが発生する陪直交信号の一例を示し、図23においてCode 2で多重化される陪直交信号の1つを示している。この例は系列長8、周期T、

符号間隔 ($T_{mc} = T/8$) であり、陪直交信号としては $+W8(1)$ である。この陪直交信号 $+W8(1)$ は入力データ (d_3, d_2, d_1, d_0) が $(0, 0, 1, 0) = (+1, +1, -1, +1)$ の場合の出力である。図24(e)は符号分割多重化手段130bで図24(d)に割り当てられる直交符号を示し、図23のCode 2 ($W8(2)$) に対応)の符号を示しており、周期 $T_{mc} (=T/8)$ 、系列長8、符号間隔 $T_o (=T_{mc}/8 = T/64)$ である。

【0145】符号分割多重化手段130bにおいて、例えば図24(c)あるいは図24(e)のように周期 T_{mc} 内で直交する直交符号をそれぞれ図24(b)あるいは図24(d)と乗積した後加算することにより多重化できることは、図8から図10において説明したとおりである。ところが、図24(c)に示す符号は第2の符号分割多重化手段126の出力信号に対して共通に乗積される符号であるから、第2の符号分割多重化手段126で多重化された信号に対しては識別することができない。しかしながら、第2の符号分割多重化手段においては、周期 T の多重化符号である $w8(0)$ から $w8$

(7) のいずれかが乗算されているので、周期 T_{mc} での識別は不可能でも、周期 T に渡って観測することによって識別が可能となるから、符号分割多重化が実現される。

【0146】図20に示す多重化部10bと図2に示した多重化部10aとの違いは、図20に示す多重化部10bでは低速レートのデータが陪直交信号に変換されない点にある。ところで、データ通信において音声データは比較的低速であり、また、伝送品質に関連した所要誤り率は 10^{-3} (誤り訂正復号後) 程度であると言われている。一方、画像、コンピュータなどのデータは比較的高速であるとともに所要誤り率は 10^{-5} (誤り訂正復号後) 程度であると言われている。つまり、高速レートのデータほど高品質な伝送特性が要求され、低速レートのデータに対する伝送特性の要求は高速レートのデータに比べて多少緩和される。

【0147】図20に示す多重化部10bは図1に示した多重化部10aと同様に中速レートデータにも高速レートデータと同様に陪直交信号伝送を適用できるから、高品質なデータ伝送を柔軟に行うことができるとともに、以上のような状況下においてレートに応じた伝送品質を提供できる。また、伝送特性の要求が緩和される低速レートのデータは陪直交信号に変換しないから、多重化数をより多く確保できる効果もある。さらに、低速レートに対する多重化数は図1に示す多重化部10aと同数に設定し、残りの割り当て可能な符号分割多重化に使用する直交符号をデータ伝送を高品質するための陪直交信号に使用することも可能である。

【0148】拡散変調部20およびキャリア変調部30の装置構成としては、図1に示した多重化部10aを用

いるときと同様に、図12の構成、図15の構成、図17の構成、および図18の構成がある。すなわち、図12の構成によれば、符号分割多重化手段130bの出力をBPSK拡散変調した後BPSKキャリア変調する。図15の構成によれば、符号分割多重化手段130bの出力を2種類のPN符号 $PN-I$ 、 $PN-Q$ でBPSK拡散変調した後QPSKキャリア変調する。図17の構成によれば、符号分割多重化手段130bの2系統の出力を2種類のPN符号 $PN-I$ 、 $PN-Q$ でBPSK拡散変調した後QPSKキャリア変調する。図18の構成によれば、符号分割多重化手段130bの2系統の出力を2種類のPN符号 $PN-I$ 、 $PN-Q$ でQPSK拡散変調した後QPSKキャリア変調する。

【0149】図20に示す多重化部10bでは、図1に示した多重化部10aと上記の構成をそれぞれ組み合わせることにより得られた効果に加えて、図1に示した多重化部10aから図20に示す多重化部10bに変更したことにより、通信要求に応じて時分割多重化後陪直交変調する中速レート、時分割多重化せず陪直交変調する高速レート、2段階の符号分割多重化を行う低速レートの各データ数を適宜割り当てることができるようになる。

【0150】実施の形態3. 図25は実施の形態3による図2(a)に示した多重化部10を示す図であり、図において、10cは多重化部、100はパイロットチャネル (pilot) の入力端子、101から104は低速データ D_1 から D_4 の入力端子、1010から1013は低速データ D_9 から D_{12} の入力端子、105、106は中速データ D_5 、 D_6 の入力端子、107は高速データ D_7 の入力端子、108、109は高速データ D_8 の入力端子、114は時分割多重化手段TDM

(C)、122c、123c、124c、125cは陪直交信号発生手段BORT、127は第3の符号分割多重化手段CDM(C)、130cは第1の符号分割多重化手段CDM(A)、140は出力端子である。図25に示す多重化部10cにおける各入力端子100から104、1010から1013、105から109の配置は図20に示した多重化部10bと同じである。図25に示す多重化部においては、チャネルは通信要求に応じて、時分割多重化後陪直交信号に変換する中速レート、時分割多重化せずに陪直交信号に変換する高速レート、時分割多重化後2段階の符号分割多重化を行う低速レートに分かれるが、チャネルに割り当てるデータ数は適宜選択することができる。

【0151】次に動作について説明する。低速レートのデータ D_1 から D_4 、 D_9 から D_{12} および中速レートのデータ D_5 、 D_6 は第3の時分割多重化手段114に入力され、それぞれのレートごとに時分割多重化され、時分割多重化されない高速レートのデータ D_7 、 D_8 と同一レートとなる。図25に示す第3の時分割多重化手

段114と図1に示した第1の時分割多重化手段110との違いは、第1の時分割多重化手段110は中速レートのデータD5、D6と低速レートのデータD1からD4とを時分割多重化することを許容したが、第3の時分割多重化手段114は中速レートのデータD5、D6と、低速レートとのデータD1からD4、D9からD12とを時分割多重化することを許容しない点である。

【0152】時分割多重化された中速レートのデータおよび時分割多重化されない高速レートのデータはそれぞれ陪直交信号発生手段122cから125cにて陪直交信号に変換される。また、低速レートのデータは時分割多重後、第3の符号分割多重化手段127にて符号分割多重化される。第3の符号分割多重化手段127と図20に示した第2の符号分割多重化手段126との違いは、多重化数が異なることである。すなわち、最大多重化数の上限が、第2の符号分割多重化手段126では陪直交符号化手段122bから125bが用いる陪直交信号の符号系列数であったのに対し、第3の符号分割多重化手段127ではさらに、陪直交信号の符号系列数を第3の時分割多重化手段114で行った多重化数で除した値になる。この実施の形態3では、低速レートのデータのレートは時分割多重化後、高速レートと同一になるから見かけ上4Rになっているが、多重化数が4であるので、第3の符号分割多重化手段127における符号分割多重化数の上限は $2 (= 8/4)$ となる。

【0153】第3の符号分割多重化手段127で行われる多重化の方法も図22あるいは図24で示した構成あるいは方法と基本的に同一である。異なるのは、用意される直交符号が、多重化数が2であるので、系列長2、周期 $T/4$ 、符号間隔 $T/8$ を有する2種類の直交符号である点である。図26(a)に第3の符号分割多重化手段127における多重化の方法を示す。比較のために、図26(b)に陪直交信号発生手段122cの出力を示す。

【0154】図25に示す符号分割多重化手段130cにおける多重化の方法を図27に示す。第3の時分割多重化手段114および第3の符号分割多重化手段127を介した低速レートD1からD4、D9からD12以外の中速レートB5、B6および高速レートB7、B8は、図20に示した符号分割多重化手段130bにおける多重化方法を示す図23と同様である。符号分割多重化手段130cにて多重化のために割り当てられる符号は、第3の符号分割多重化手段127で多重化された信号に対しては共通の符号(Code 1)であるが、周期 $T/4$ の直交符号 $w_2(0)$ と $w_2(1)$ とで識別可能である。

【0155】図25に示す多重化部10cと図20に示した多重化部10bとの違いは、多重化部10cでは第3の時分割多重化手段114によって全データのレートが高速レートと同一レートに統一されているので、符号

分割多重化手段130cで多重化される際の各入力系列の振幅が同一となる点である。すなわち、図23と図27とを比較すると図23では低電力の低速データが8つに多重化されるのに対し、図27では陪直交信号と同電力の低速データが2つに多重化される点にある。総合電力が同一でも多重化後のピーク電力は多重数が多いほど変動幅が多くなるから、図25の多重化手段を用いることにより、図20に示す第3の符号分割多重化手段127を用いる効果に加え、増幅器の線形性に対する要求条件が緩和される結果、送信装置の小型化や低消費電力化が実現する。

【0156】図2(a)に示した拡散変調部20、キャリア変調部30の構成としては、図20に示した多重化部10bを用いるときと同様に、図12の構成、図15の構成、図17の構成、図18の構成がある。すなわち、図12の構成によれば、符号分割多重化手段130cの出力をBPSK拡散変調した後BPSKキャリア変調する。図15の構成によれば、符号分割多重化手段130cの出力を2種類のPN符号PN-I、PN-QでBPSK拡散変調した後QPSKキャリア変調する。図17の構成によれば、符号分割多重化手段130cの2系統の出力を2種類のPN符号PN-I、PN-QでBPSK拡散変調した後QPSKキャリア変調する。図18の構成によれば、符号分割多重化手段130cの2系統の出力を2種類のPN符号PN-I、PN-QでQPSK拡散変調した後QPSKキャリア変調する。

【0157】図25に示す多重下部10cにこれらの構成を加えることにより、図20に示す多重化部10bを採用したときに得られた、通信要求に応じて時分割多重化後陪直交変調する中速レート、時分割多重化せず陪直交変調する高速レート、2段階の符号分割多重化を行う低速レートの各データ数を適宜割り当てることができることに加え、図25に示す多重下部10cに特有な、すなわちチャンネルは通信要求に応じて時分割多重化後陪直交信号に変換する中速レート、時分割多重化せずに陪直交信号に変換する高速レート、時分割多重化後2段階の符号分割多重化を行う低速レートに分かれるが、チャンネルに割り当てデータ数は適宜選択することができるようになる。

【0158】

【発明の効果】以上のように、請求項1記載の発明によれば、第1のデータ信号を多重化し、多重化信号を拡散符号系列を用いて拡散変調し、拡散変調した信号によってキャリア変調を行った後に送信するスペクトル拡散通信装置を、低速レートデータおよび中速レートデータを時分割多重化する第1の時分割多重化手段と、時分割多重化されたデータおよび時分割多重化されていない高速レートデータを陪直交信号に変換する陪直交信号発生手段と、前記陪直交信号を符号分割多重化する第1の符号分割多重化手段とを備えるように構成したので、中速レ

ートデータおよび低速レートデータにも高速レートデータと同様に陪直交信号伝送を適用できるから、高品質なデータ伝送を柔軟に行うことができる効果がある。

【0159】請求項2記載の発明によれば、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用するように構成したので、多重化用直交符号を簡易に生成することができるから、ハードウェアの規模を小さくできる効果がある。

【0160】請求項3記載の発明によれば、第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するように構成したので、多重化用直交符号を簡易に生成することができるから、ハードウェアの規模を小さくできる効果がある。

【0161】請求項4記載の発明によれば、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用し、第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するように構成したので、多重化用直交符号を簡易に生成することができるから、ハードウェアの規模を小さくできる効果がある。

【0162】請求項5記載の発明によれば、拡散変調に使用する拡散符号系列がデータ周期に比べて十分長い符号周期を有するように構成したので、先行波と遅延波の分離識別性能を高めることができる効果がある。

【0163】請求項6記載の発明によれば、拡散変調が多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が2相位相変調であるように構成したので、拡散変調およびキャリア変調を乗積操作だけで行うことができるから、送受信装置を簡易な構成で実現できる効果がある。

【0164】請求項7記載の発明によれば、拡散変調が多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるように構成したので、遅延波あるいは他の送信信号による干渉量を均一化できるから、伝送品質を高めることができる。

【0165】請求項8記載の発明によれば、拡散変調が2つの多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるように構成したので、送受信装置を簡易な構成で実現できるとともに伝送品質あるいは伝送効率を高めることができる効果がある。また、ピーク電力を低減できるから、装置の小型化や低消費電力化を実現できる効果がある。

【0166】請求項9記載の発明によれば、拡散変調が2つの多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるように構成したので、遅延波あるいは他の送信信号による干渉量を均一化できるから、伝送品質あるいは伝送効率を高めることができる効果がある。また、ピーク電力を低減できるから、装置の小型化や低消費電力化を実現できる効果がある。

【0167】請求項10記載の発明によれば、データ信

号を多重化し、多重化信号を拡散符号系列を用いて拡散変調し、拡散変調した信号によってキャリア変調を行って送信するスペクトル拡散通信装置を、低速レートデータを符号分割多重化する第2の符号分割多重化手段と、中速レートデータを時分割多重化する第2の時分割多重化手段と、時分割多重化されたデータおよび高速レートデータを陪直交信号に変換する陪直交信号発生手段と、符号分割多重化された信号および前記陪直交信号を符号分割多重化する第1の符号分割多重化手段とを備えるように構成したので、中速レートデータにも高速レートデータと同様に陪直交信号伝送を適用できるから、レートに応じた所要品質を得ることのできるデータ伝送を柔軟に行える効果がある。

【0168】請求項11記載の発明によれば、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用するように構成したので、多重化用直交符号を簡易に生成することができるから、ハードウェアの規模を小さくできる効果がある。

【0169】請求項12記載の発明によれば、第1および第2の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するように構成したので、多重化用直交符号を簡易に生成することができるから、ハードウェアの規模を小さくできる効果がある。

【0170】請求項13記載の発明によれば、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用し、第1および第2の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するように構成したので、多重化用直交符号を簡易に生成することができるから、ハードウェアの規模を小さくできる効果がある。

【0171】請求項14記載の発明によれば、拡散変調に使用する拡散符号系列がデータ周期に比べて十分長い符号周期を有するように構成したので、先行波と遅延波の分離識別性能を高めることができる効果がある。

【0172】請求項15記載の発明によれば、拡散変調が多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が2相位相変調であるように構成したので、拡散変調およびキャリア変調を乗積操作だけで行うことができるから、送受信装置を簡易な構成で実現できる効果がある。

【0173】請求項16記載の発明によれば、拡散変調が多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるように構成したので、遅延波あるいは他の送信信号による干渉量を均一化できるから、伝送品質を高めることができる。

【0174】請求項17記載の発明によれば、拡散変調が2つの多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるように構成したので、送受信装置を簡易な構成で実現できるとともに伝送品質あるいは伝送効率を高めることができる効果がある。また、ピーク電力を低減できるから、装置の小型

化や低消費電力化を実現できる効果がある。

【0175】請求項18記載の発明によれば、拡散変調が2つの多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるように構成したので、遅延波あるいは他の送信信号による干渉量を均一化できるから、伝送品質あるいは伝送効率を高めることができる効果がある。また、ピーク電力を低減できるから、装置の小型化や低消費電力化を実現できる効果がある。

【0176】請求項19記載の発明によれば、データ信号を多重化し、多重化信号を拡散符号系列を用いて拡散変調し、拡散変調した信号によってキャリア変調を行って送信するスペクトル拡散通信装置を、低速レートデータおよび中速レートデータを各々のレートごとに時分割多重化する第3の時分割多重化手段と、時分割多重化された低速レートデータを符号分割多重化する第3の符号分割多重化手段と、時分割多重化された中速レートデータおよび時分割多重化されていない高速レートデータを陪直交信号に変換する陪直交信号発生手段と、符号分割多重化された信号および前記陪直交信号を符号分割多重化する第1の符号分割多重化手段とを備えるように構成したので、中速レートデータにも高速レートデータと同様に陪直交信号伝送を適用できるから、レートに応じた所要品質を得ることのできるデータ伝送を柔軟に行える効果がある。

【0177】請求項20記載の発明によれば、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用するように構成したので、多重化用直交符号を簡易に生成することができるから、ハードウェアの規模を小さくできる効果がある。

【0178】請求項21記載の発明によれば、第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するように構成したので、多重化用直交符号を簡易に生成することができるから、ハードウェアの規模を小さくできる効果がある。

【0179】請求項22記載の発明によれば、陪直交信号発生手段が直交信号としてWalsh関数を使用し、第1の符号分割多重化手段が多重化直交符号としてWalsh関数を使用するように構成したので、多重化用直交符号を簡易に生成することができるから、ハードウェアの規模を小さくできる効果がある。

【0180】請求項23記載の発明によれば、拡散変調に使用する拡散符号系列がデータ周期に比べて十分長い符号周期を有するように構成したので、先行波と遅延波の分離識別性能を高めることができる効果がある。

【0181】請求項24記載の発明によれば、拡散変調が多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が2相位相変調であるように構成したので、拡散変調およびキャリア変調を乗積操作だけで行うことができるから、送受信装置を簡易な構成で実現でき

る効果がある。

【0182】請求項25記載の発明によれば、拡散変調が多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるように構成したので、遅延波あるいは他の送信信号による干渉量を均一化できるから、伝送品質を高めることができる。

【0183】請求項26記載の発明によれば、拡散変調が2つの多重化信号に対して2相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるように構成したので、送受信装置を簡易な構成で実現できるとともに伝送品質あるいは伝送効率を高めることができる効果がある。また、ピーク電力を低減できるから、装置の小型化や低消費電力化を実現できる効果がある。

【0184】請求項27記載の発明によれば、拡散変調が2つの多重化信号に対して4相位相変調を行うものであり、キャリア変調が4相位相変調であるように構成したので、遅延波あるいは他の送信信号による干渉量を均一化できるから、伝送品質あるいは伝送効率を高めることができる効果がある。また、ピーク電力を低減できるから、装置の小型化や低消費電力化を実現できる効果がある。

【0185】請求項28記載の発明によれば、直交関数系列の中から入力データに応じて1つの直交関数を選択し直交信号として出力する直交信号発生装置を、直交関数の符号速度に対応するクロックを2分周することによって得られるクロックと入力データビットとの論理積をとる複数の論理積回路と、複数の論理積回路が出力する複数の出力値を入力し、それらの排他的論理和をとって直交信号として出力する第1の排他的論理和回路とを備えるように構成したので、容易に生成できるクロックと入力データとだけで必要とする直交信号を生成できるから、ハードウェア構成を簡易化することができる効果がある。

【0186】請求項29記載の発明によれば、直交信号に極性操作を施して陪直交信号を出力する陪直交信号発生装置を、直交関数の符号速度に対応するクロックを2分周することによって得られるクロックと入力データビットとの論理積をとる複数の論理積回路と、複数の論理積回路が出力する複数の出力値を入力し、それらの排他的論理和をとって直交信号を出力する第1の排他的論理和回路と、さらに1つの入力データビットと前記第1の排他的論理和回路が出力する直交信号との排他的論理和をとって陪直交信号を出力する第2の排他的論理和回路とを備えるように構成したので、生成が容易なクロックと入力データとだけで必要とする陪直交信号を生成できるから、ハードウェア構成を簡易化することができる効果がある。

【0187】請求項30記載の発明によれば、互いに直交する複数の直交符号系を同時に出力する直交符号系発生装置を、直交符号の符号速度に対応するクロックを2分周することによって得られる複数のクロックと論理的有意レ

ベルとが構成する互いに異なる全ての組合せのうちの1つを入力し、組合せ入力値の排他的論理和をとる複数の排他的論理和回路とを備えるように構成したので、生成が容易なクロックと入力データとだけで必要とする、互いに直交する複数の直交符号系を同時に生成できるから、ハードウェア構成を簡易化することができる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施の形態1による多重化部を示す図である。

【図2】 この発明の実施の形態1から実施の形態3におけるスペクトル拡散通信装置の全体構成を示す図である。

【図3】 この発明の実施の形態1による多重化部に入力されるデータの速度関係を示す図である。

【図4】 この発明の実施の形態1による時分割多重化手段の動作を示す図である。

【図5】 この発明の実施の形態1による時分割多重化手段の他の動作を示す図である。

【図6】 この発明の実施の形態1から実施の形態3による陪直交信号発生手段の詳細を示す図である。

【図7】 この発明の実施の形態1による陪直交信号発生手段の出力を示す図である。

【図8】 この発明の実施の形態1による第1の符号分割多重化手段の動作を示す図である。

【図9】 この発明の実施の形態1から実施の形態3による第1の符号分割多重化手段の構成を示す図である。

【図10】 この発明の実施の形態1から実施の形態3による第1の符号分割多重化手段の動作を示す図である。

【図11】 この発明の実施の形態1から実施の形態3による第1の符号分割多重化手段内の直交符号系発生手段の例を示す図である。

【図12】 この発明の実施の形態1から実施の形態3における拡散変調部およびキャリア変調部の構成例を示す図である。

【図13】 この発明の実施の形態1から実施の形態3におけるBPSK拡散変調器の構成例を示す図である。

【図14】 この発明の実施の形態1から実施の形態3におけるBPSKキャリア変調器の構成例を示す図である。

【図15】 この発明の実施の形態1から実施の形態3における拡散変調部およびキャリア変調部の他の構成例を示す図である。

【図16】 この発明の実施の形態1から3によるQPSKキャリア変調器の構成を示す図である。

【図17】 この発明の実施の形態1から実施の形態3における拡散変調部およびキャリア変調部のさらに他の構成を示す図である。

【図18】 この発明の実施の形態1から実施の形態3

における拡散変調部およびキャリア変調部のさらに他の構成を示す図である。

【図19】 この発明の実施の形態1から実施の形態3におけるQPSK拡散変調器の構成例を示す図である。

【図20】 この発明の実施の形態2による多重化部の構成例を示す図である。

【図21】 この発明の実施の形態2による第2の符号分割多重化手段の動作例を示す図である。

【図22】 この発明の実施の形態2による第2の符号分割多重化手段内の陪直交信号発生手段の構成例を示す図である。

【図23】 この発明の実施の形態2による第1の符号分割多重化手段の動作例を示す図である。

【図24】 この発明の実施の形態2による第2の符号分割多重化手段と第1の符号分割多重化手段とのタイミング関係を示す図である。

【図25】 この発明の実施の形態3による多重化部の構成例を示す図である。

【図26】 この発明の実施の形態3による第3の時分割多重化手段の動作例並びに第3の符号分割多重化手段の動作の例を示す図である。

【図27】 この発明の実施の形態3による第1の符号分割多重化手段の動作例を示す図である。

【図28】 従来の移動体通信システムにおける基地局の送信装置の例を示す図である。

【図29】 従来の移動体通信システムにおける基地局の送信装置の他の例（その1）を示す図である。

【図30】 従来の移動体通信システムにおける基地局の送信装置の他の例（その2）を示す図である。

【図31】 従来のスペクトル拡散通信システムの例を示す図である。

【図32】 従来の異なるデータ速度の信号を割り当てられた周波数帯域全体に渡って拡散する方式の例を示す図である。

【図33】 従来の全周波数帯域を大きさの異なる部分帯域に分割する方式の例を示す図である。

【図34】 従来の時間フレームを大きさの異なる部分スロットに分割する方式の例を示す図である。

【図35】 従来の異なるレート（速度）の信号に対して複数の拡散符号を割り当てるマルチコード方式の例を示す図である。

【図36】 従来の図32から図35に示す方式を複号した方式の例を示す図である。

【図37】 従来の速度の異なるユーザに対してスロット数とコード数とを割り当てる方式の例を示す図である。

【図38】 従来の速度の異なるユーザに対して部分周波数帯と符号とを割り当てる方式の例を示す図である。

【図39】 従来の速度の異なるユーザに対してスロットと符号との双方を割り当てる方式の例を示す図であ

る。

【図40】 従来の図37から図39に示すスロット、周波数および符号の割り当てが最適のように組み合わせる方式の例を示す図である。

【図41】 従来の並列組み合わせ方式の例を示すシステムブロック図である。

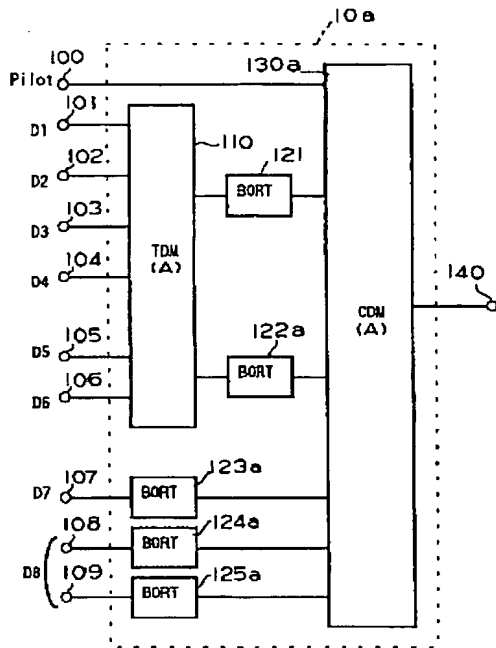
【符号の説明】

110 第1の時分割多重化手段、112 第2の時分

割多重化手段、114第3の時分割多重化手段、121, 122a~125a 陪直交信号発生手段、126

第2の符号分割多重化手段、127 第3の符号分割多重化手段、130a, 130b, 130c 第1の符号分割多重化手段、1224~1226論理積回路、1227 第1の排他的論理和回路、1230 第2の排他的論理和回路、13200~13207 排他的論理和回路。

【図1】

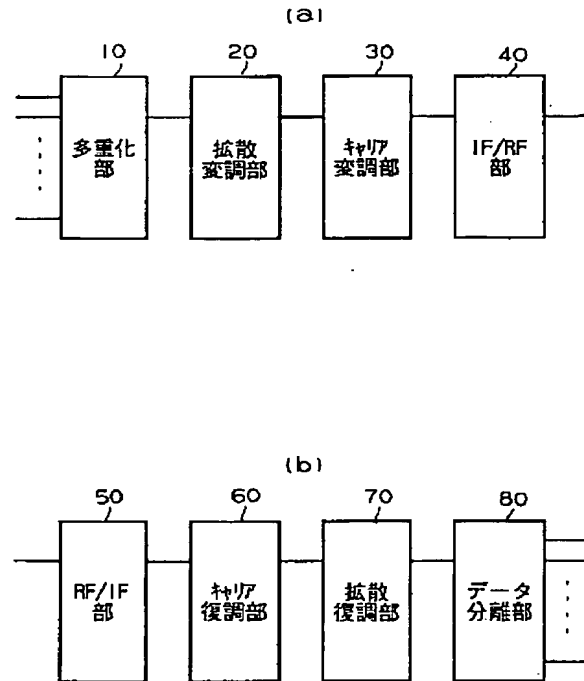


110: 第1の時分割多重化手段

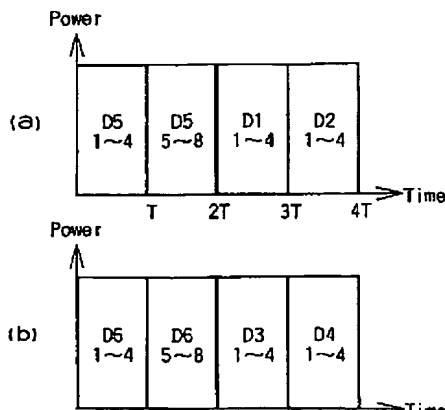
121, 122a, 123a, 124a, 125a: 陪直交信号発生手段

130a: 第1の符号分割多重化手段

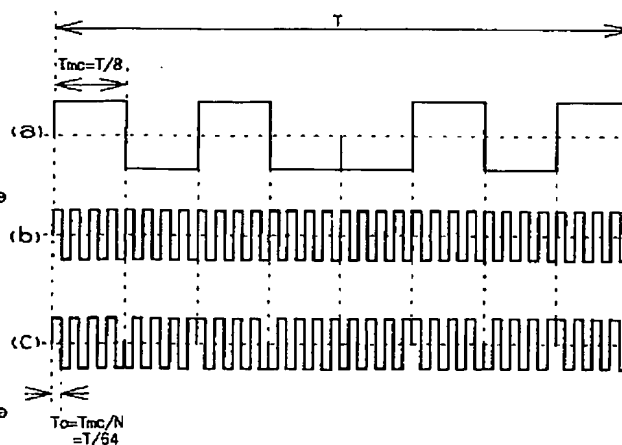
【図2】



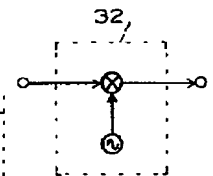
【図5】



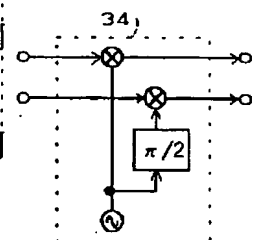
【図10】



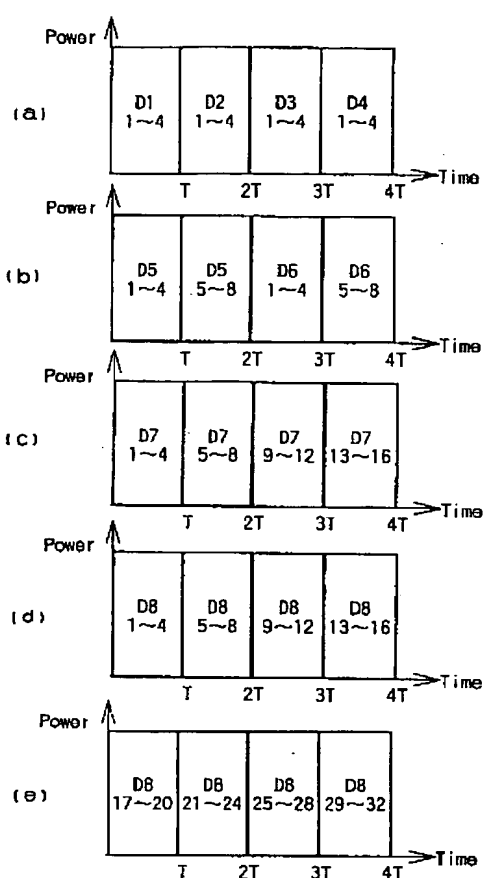
【図14】



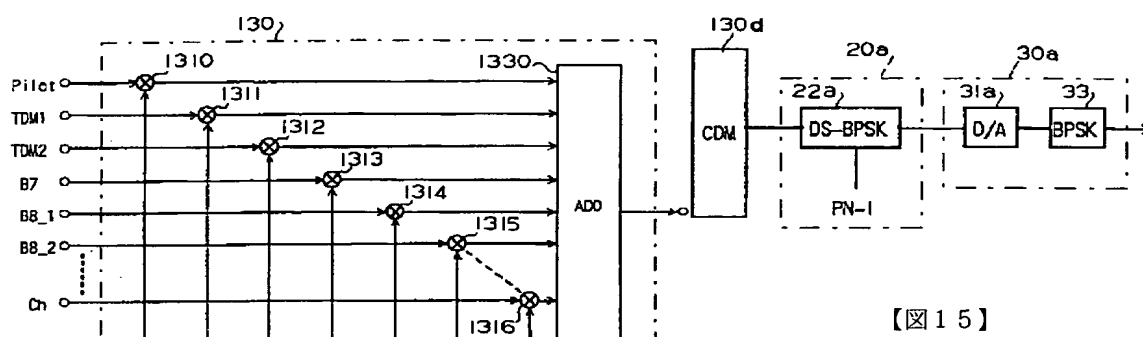
【図16】



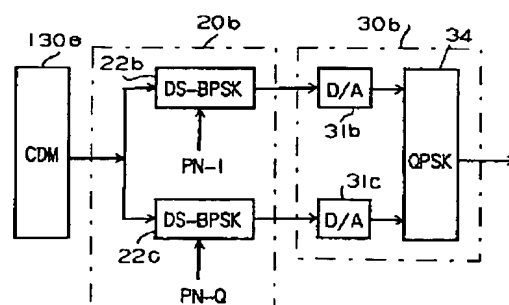
【图 13】



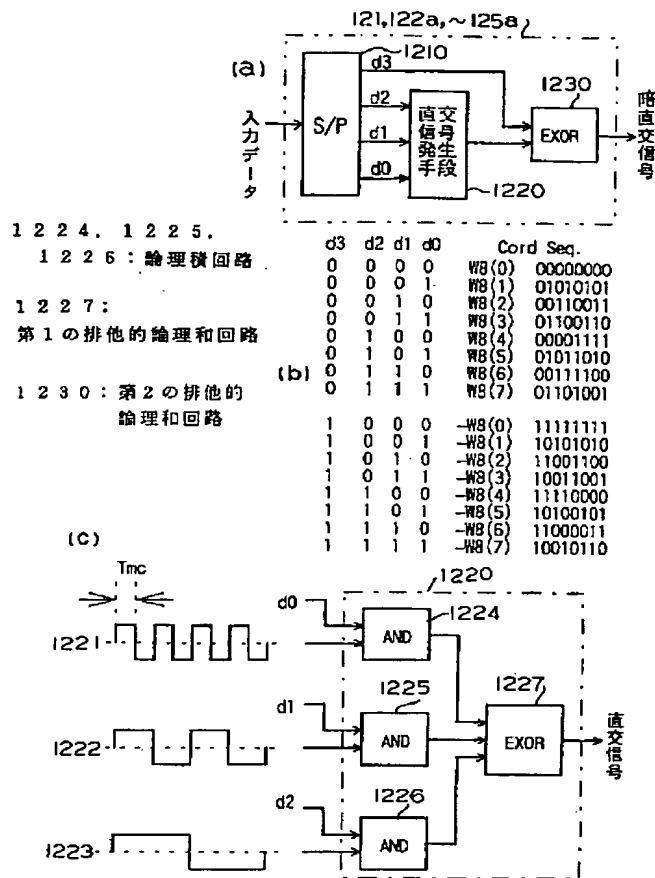
【图 12】



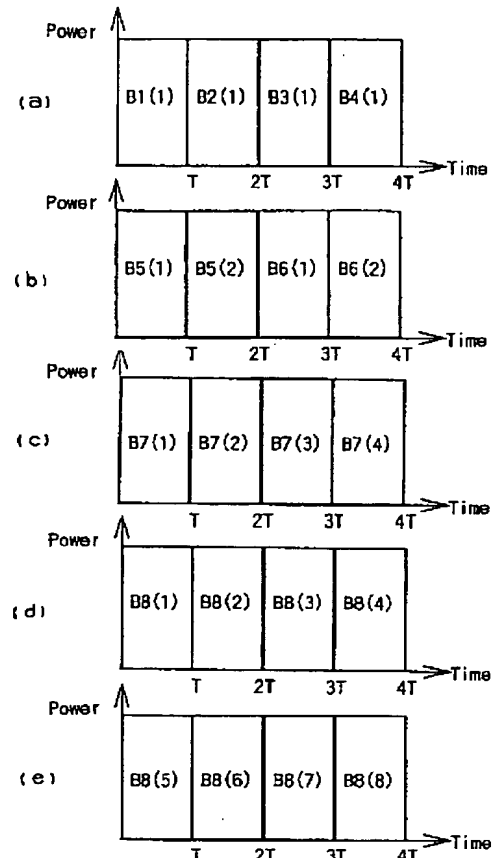
【図 15】



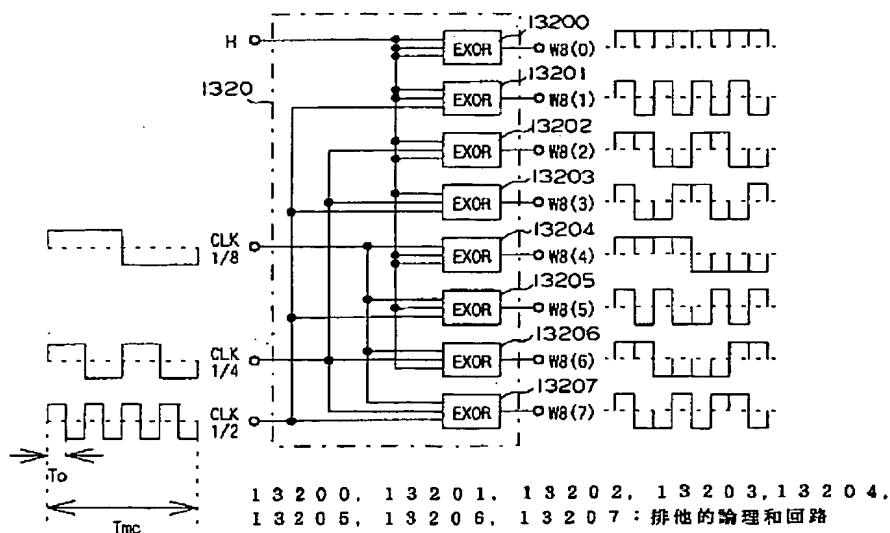
【図6】



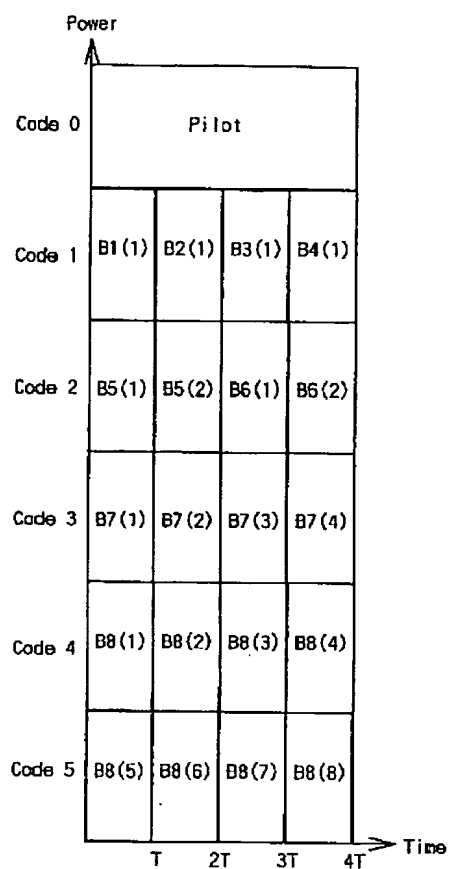
【図7】



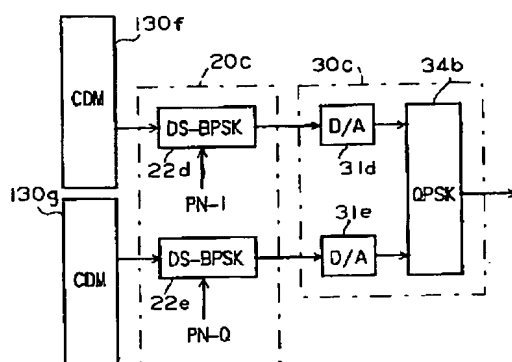
【図11】



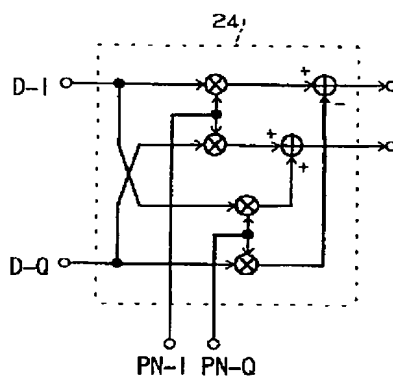
【図8】



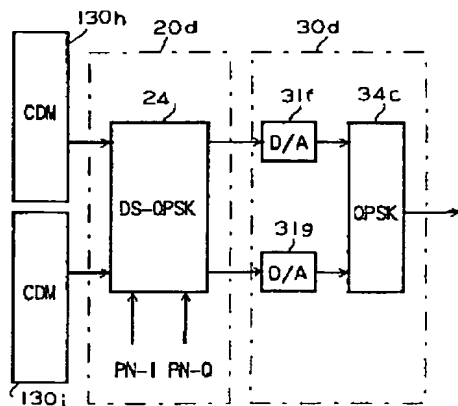
【図17】



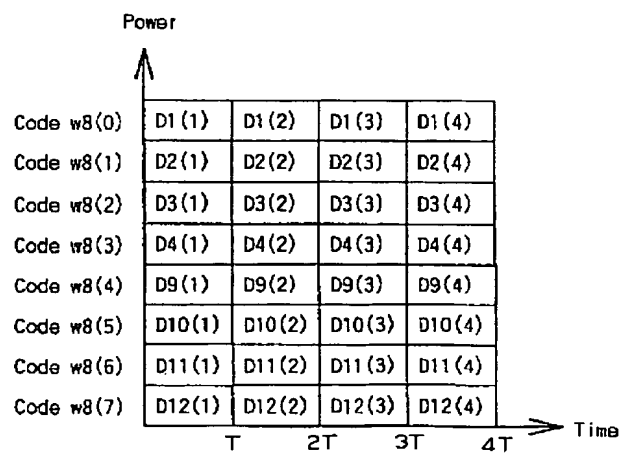
【図19】



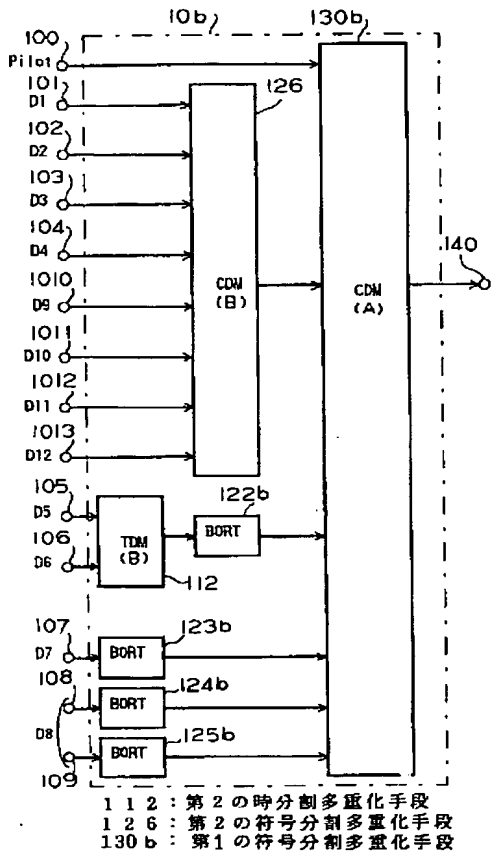
【図18】



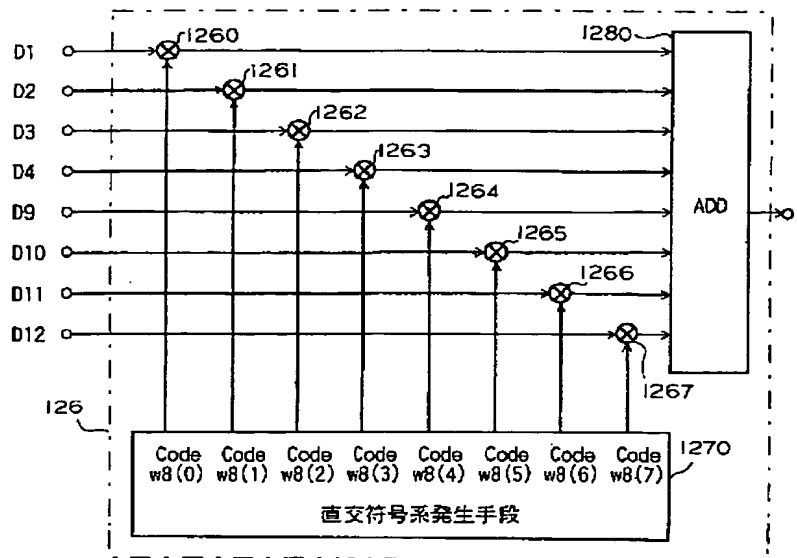
【図21】



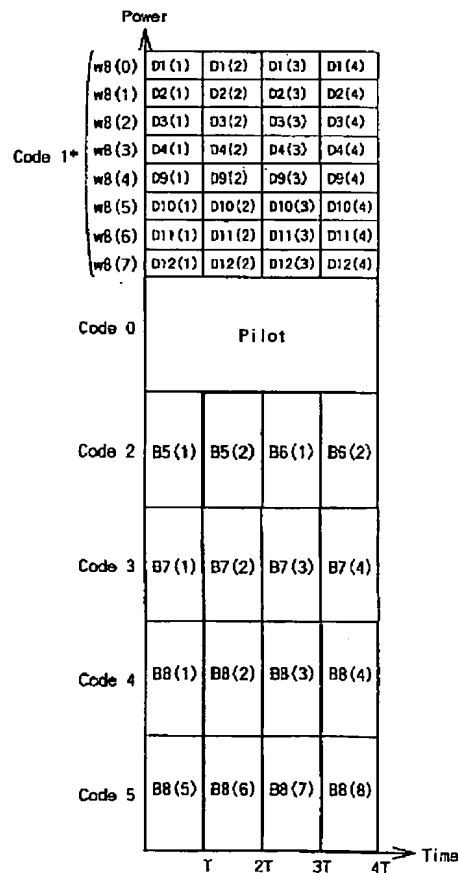
【図20】



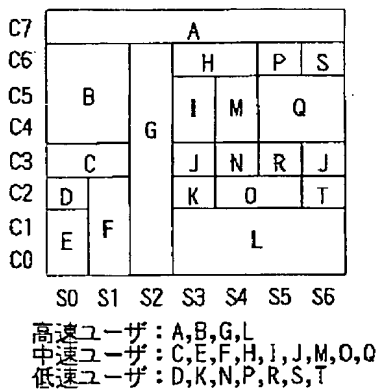
【図22】



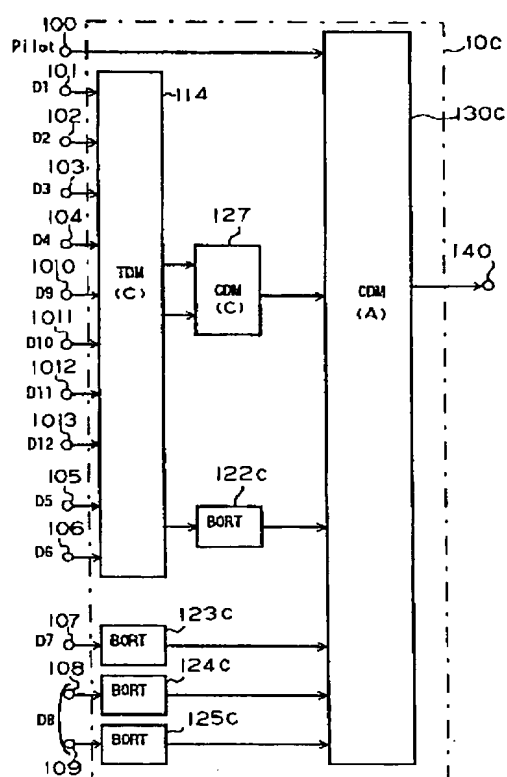
【図23】



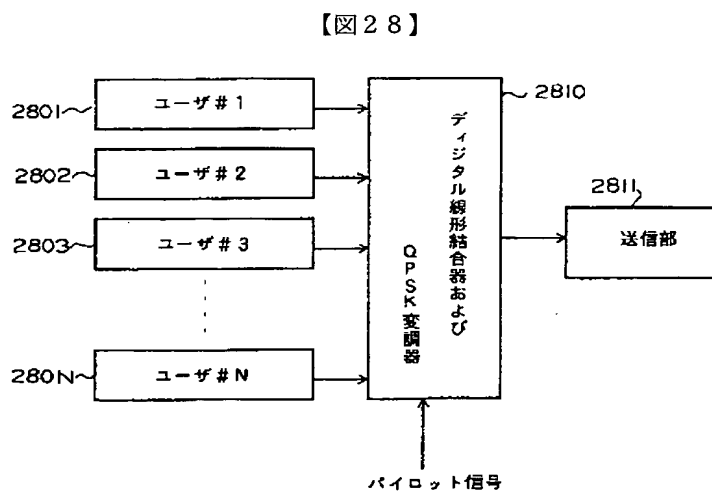
【図37】



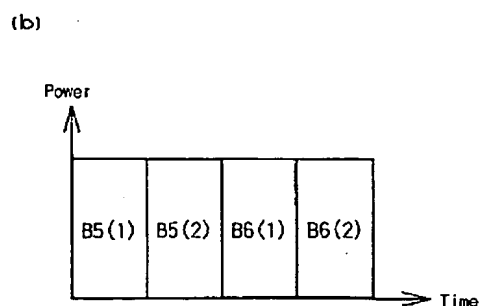
【図 25】



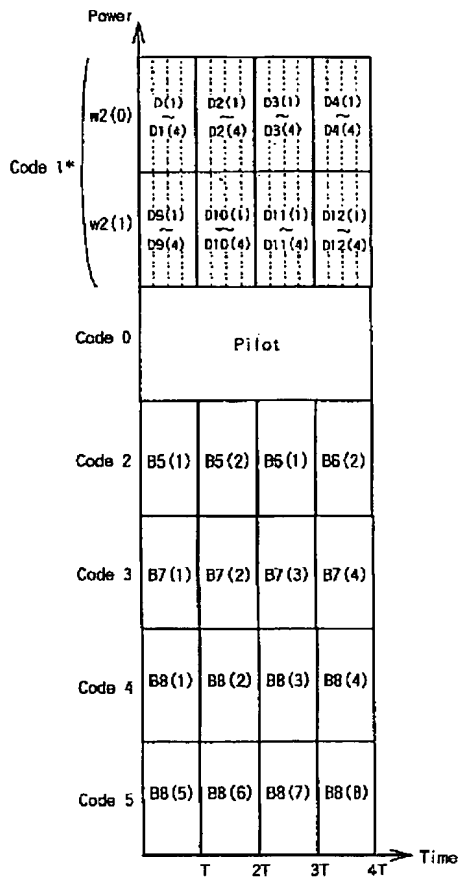
【图 26】



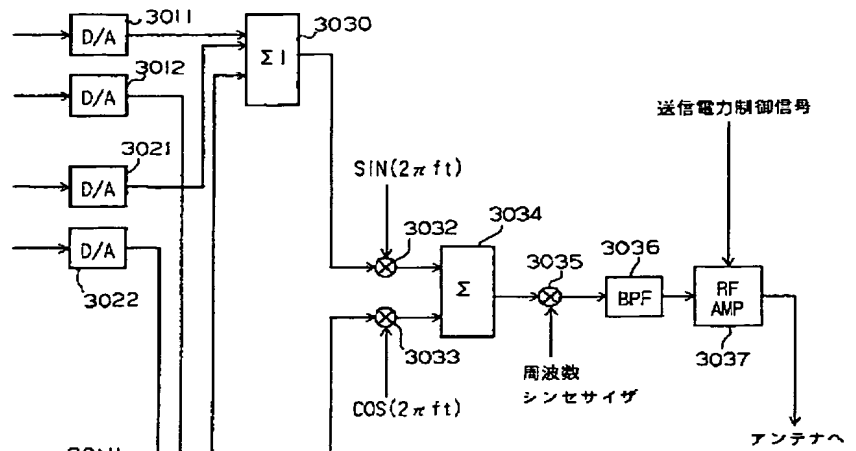
【图 28】



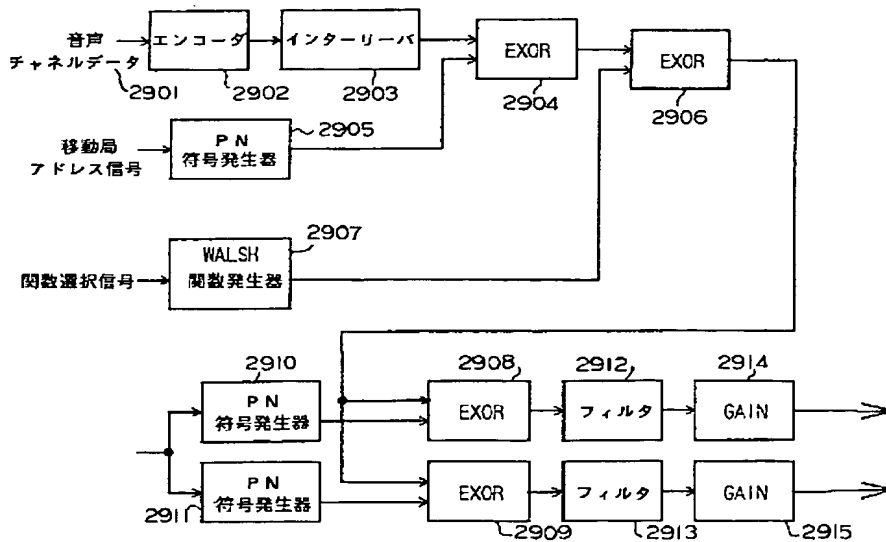
【図27】



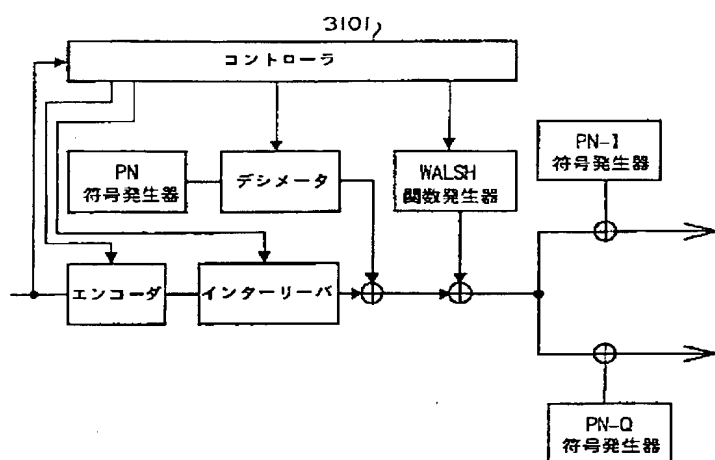
【図30】



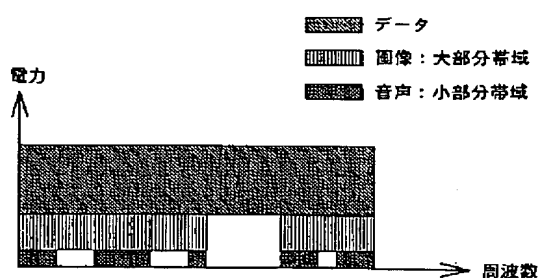
【図29】



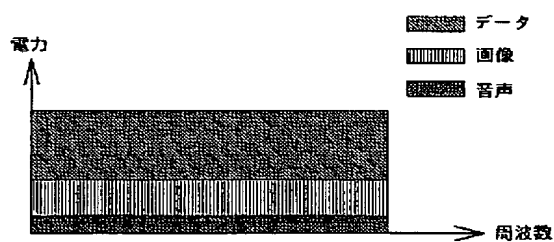
【図31】



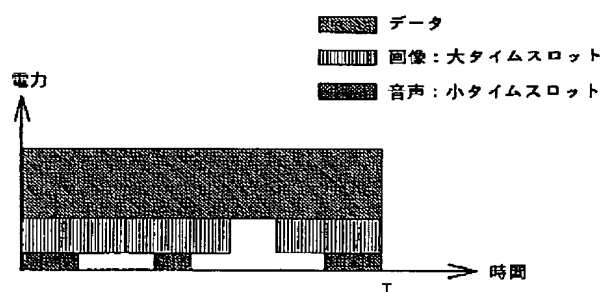
【図33】



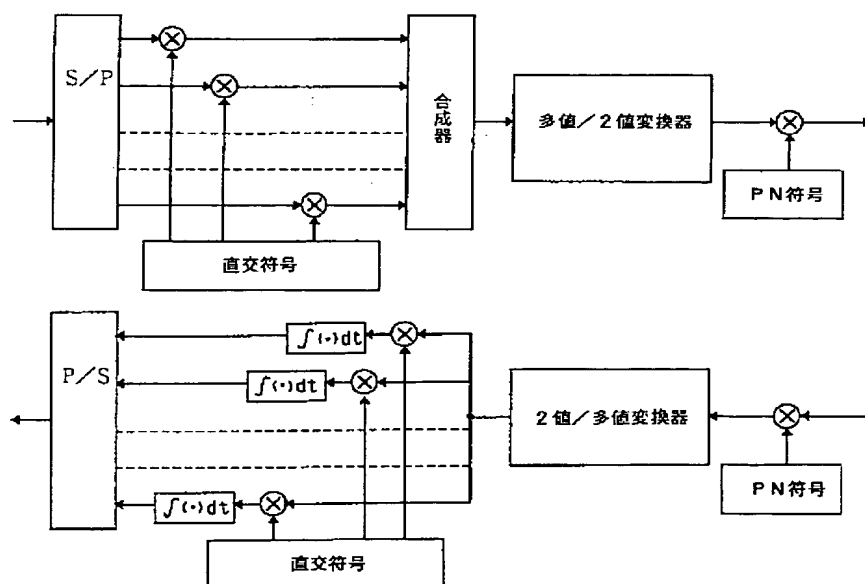
【図32】



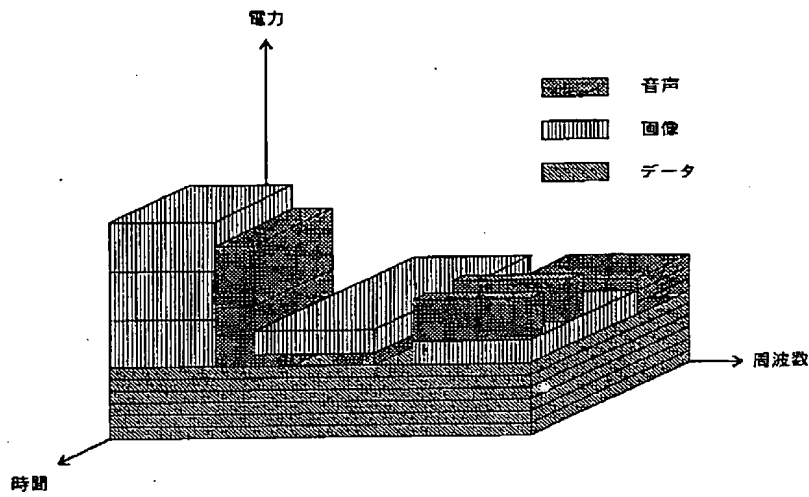
【図34】



【図35】



【図36】



【図38】

C7	A						
C6	B		G	H		P	S
C5				I	M	Q	
C4							
C3	C			J	N	R	J
C2	D	F		K	O		T
C1	E			L			
C0							
	F1	F2	F3	F4	F5	F6	F7

高速ユーザ : A,B,G,L
 中速ユーザ :
 C,E,F,H,I,J,M,O,Q
 低速ユーザ :
 D,K,N,P,R,S,T

【図39】

C5	A					
C4 B		C6 G	C8 H	C8 P	C8 S	
			C7 I	C7 M	C7 Q	
			C3 J	C3 N	C3 R	C3 J
C3 C			C1 K	C1 O		C1 T
C1 D			L			
C0 E	C2 F					
	S0	S1	S2	S3	S4	S5 S6

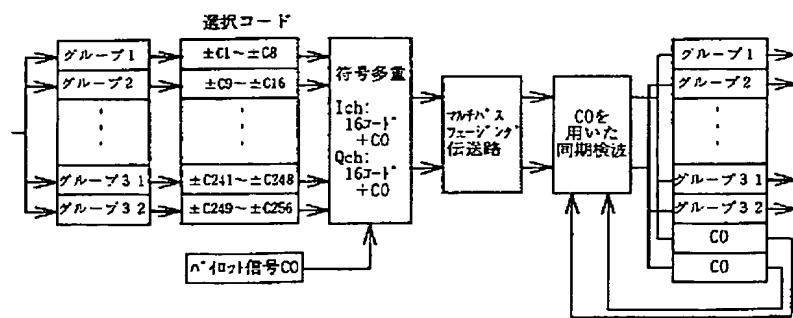
高速ユーザ : A,B,G,L
 中速ユーザ : C,E,F,H,I,J,M,O,Q
 低速ユーザ : D,K,N,P,R,S,T

【図40】

		C1	B	C	K	K
	C0	A	G	H	L	
F3	A	G	H	I	J	
F2	D		I	J		
F1	E		J			
F0						
	S0	S1	S2	S3		

高速ユーザ : F,G,J
 中速ユーザ : A,B,C,E
 低速ユーザ : D,H,I,K,L

【図 4 1】



【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載

【部門区分】第7部門第3区分

【発行日】平成13年7月6日(2001.7.6)

【公開番号】特開平9-312629

【公開日】平成9年12月2日(1997.12.2)

【年通号数】公開特許公報9-3127

【出願番号】特願平8-149996

【国際特許分類第7版】

H04J 13/04

H04B 7/216

【FI】

H04J 13/00 G

H04B 7/15 D

【手続補正書】

【提出日】平成12年7月5日(2000.7.5)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0030

【補正方法】変更

【補正内容】

【0030】図33は全周波数帯域を大きさの異なる部分帯域に分割し、低速レート信号(voice)に対しては小さい部分帯域(small sub channel)を割当て、中速レート信号(video)に対しては大きい部分帯域(large sub channel)を、高速レート信号(data)に対しては全体域を割り当てる方式である。小さい部分帯域(small sub channel)および大きい部分帯域(large sub channel)は分離して、または重ねて使用される。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0045

【補正方法】変更

【補正内容】

【0045】また、図37および図38に示す方式はマルチコード多重化による信号レベルの多値化に対して対策が講じられていない。したがって、信号レベルの多値数に応じて送信側で使用する電力増幅器の線形性に対する要求が厳しくなり、回路規模の小型化、低消費電力化を妨げるという課題があった。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0103

【補正方法】変更

【補正内容】

【0103】直交信号としてWalsh関数を使用する場合は、直交信号発生手段1220は図6(c)の構成

で実現される。すなわち直交信号発生手段1220は、符号速度($=1/T_{mc}$, T_{mc} :符号間隔)の $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ の速度のクロック1221, 1222, 1223と各入力データd0, d1, d2との論理積演算を行う論理積回路1224から1226、および3つの論理積回路1224から1226の出力の排他的論理和演算を行うEXOR回路1227から構成される。符号速度のクロックはハードウェアの構成上不可欠のクロックであり、その $1/2$ 、 $1/4$ 、 $1/8$ の速度のクロックは、基本クロックをカウンタなどの分周回路に入力することにより容易に得ることができる。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0135

【補正方法】変更

【補正内容】

【0135】図20に示す多重化部10bに入力される低速レートのデータD1からD4、中速レートのデータD5, D6、および高速レートのデータD7, D8の速度関係は図3(a)から(i)に示したものと同一である。この実施の形態2で新たに端子1010から1013に入力される低速レートのデータD9からD12の速度は、低速レートのデータD1からD4と同一である。すなわち、速度関係は図3(a)から(d)に示したものと同一である。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0150

【補正方法】変更

【補正内容】

【0150】実施の形態3.

図25は実施の形態3による図2(a)に示した多重化部10を示す図であり、図において、10cは多重化部、100はパイロットチャネル(pilot)の入力

端子、101から104は低速データD1からD4の入力端子、1010から1013は低速データD9からD12の入力端子、105、106は中速データD5、D6の入力端子、107は高速データD7の入力端子、108、109は高速データD8の入力端子、114は時分割多重化手段TDM(C)、122c、123c、124c、125cは陪直交信号発生手段BORT、127は第3の符号分割多重化手段CDM(C)、130cは第1の符号分割多重化手段CDM(A)、140は出

力端子である。図25に示す多重化部10cにおける各入力端子100から104、1010から1013、105から109の配置は図20に示した多重化部10bと同じである。図25に示す多重化部においては、チャネルは通信要求に応じて、時分割多重化後陪直交信号に変換する中速レート、時分割多重化せずに陪直交信号に変換する高速レート、時分割多重化後2段階の符号分割多重化を行う低速レートに分かれるが、チャネルに割り当てるデータ数は適宜選択することができる。